SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE

ANNO XI N. 15

L. 2.-

l'antenna

15 AGOSTO 1939 - XVII

LA RADIO

QUINDICINALE DI RADIOTECNICA

QUINDICINALE DI RADIOTECNICA

ANNO X NUMERO 15

15 AGOSTO 1939 - XVII

Abbonamenti: Italia, Impero e Colonie, Annuo L. **36** — Semestrale L. **20**
Per l'Estero, rispettivamente L. **60** e L. **36**
Tel. 72-908 - C. P. E. 225-438 - Conto Corrente Postale 3/24227
Direzione e Amministrazione: Via Senato, 24 - Milano

In questo numero:

La composizione del volume:

CIRCUITI ELETTRICI

dell'ing. **Gaetano Mannino-Patanè,** del quale ci occupammo nello scorso numero, procede alacremente, tanto che contiamo di uscire nel prossimo settembre.

Nell'intento di lumeggiare maggiormente l'eccezionale importanza della pubblicazione riportiamo i titoli dei varii argomenti in essa trattati.

PRIMA PARTE: Teoria dei numeri complessi (operazioni e rappresentazione dei numeri complessi - formula di Moivre - le radici ennesime dell'unità, ecc.).

SECONDA PARTE: Rappresentazione delle funzioni sinusoidali e cosinusoidali semplici (rappresentazione con coordinate cartesiane ortogonali - con coordinate polari - vettoriale - con numeri complessi - esponenziale ecc.). **Operazioni sulle grandezze sinusoidali e cosinusoidali isofrequenziali** (somma - prodotto - derivata - integrale - prodotto di sistemi polifasi di vettori ecc.).

TERZA PARTE: Le grandezze elettriche (forze e. m., forze controelettromotrici e correnti relative - resistenza ohmica - reattanze ed isteresi magnetiche e faradiche - sfasamenti - ecc.) **Circuiti varii e rispettive impedenze. Circuiti risonanti e selettivi. Circuiti equilibrati. Filtri. Applicazione del teorema di Fourier. L'accoppiamento intervalvolare a resistenza e capacità. La capacità dinamica d'ingresso delle valvole e la regolazione del volume. Formule ed equazioni dimensionali,** ecc.

APPENDICE: Cenni pratici sulle resistenze ohmiche (leggi di Ohm e di Kirchhoff - resistenze in serie ed in derivazione - resistenza specifica - variazione della resistenza con la temperatura - unità e misure di resistenza, ecc.) - **Cenni pratici sui condensatori** (funzione dei condensatori di accoppiamento interstadiale - capacità dei condensatori piani, sferici e cilindrici - unità di capacità - condensatori in serie ed in parallelo - corrente ed energia dei condensatori e misura della rispettiva capacità - condensatori elettrolitici ecc.) **Cenni pratici sulle induttanze** (forza magnetomotrice e riluttanza - mutua ed autoinduzione - coefficienti ed unità - induttanze con nucleo magnetico per alte frequenze - correnti di Foucault, ecc.).

La piezo - elettricità.

Questa parola di colore alquanto oscuro, anche in Italia, corre da qualche tempo sulle labbra di tutti coloro che si interessano di radio-elettricità ed elettro-acustica.

La più parte la pronunziano, la ripetono, ma che cosa essa significhi, molti non sanno. La traduzione letterale, il significato alla lettera è: elettricità alla superficie; *ma ciò non basta a spiegare tutto l'arcano della parola.*

La piezo-elettricità è il fenomeno più bello e più interessante che la cristallografia presenti e che la radio-elettricità e la elettro-acustica sfruttino.

La cristallografia ci insegna che vi sono alcuni cristalli i quali, sottoposti ad una coppia di sollecitazione lungo determinati assi, sprigionano alla superficie delle cariche elettriche, ed inversamente applicando alla superficie delle differenze di potenziale si ottengono da tali cristalli, dilatazioni o contrazioni a seconda le direzioni e gli orientamenti degli assi cristallografici.

Questa in poche righe la definizione del fenomeno noto col nome di **"piezo-elettricità"**

Quali cristalli posseggono queste proprietà?

Quali sono le loro caratteristiche e le principali loro qualità fisiche? Come occorre trattarli? Come tali qualità vengono sfruttate? Quali applicazioni nel campo radio, acustico, industriale, scientifico hanno tali cristalli?

Ecco quanto sarà chiaramente e pienamente illustrato in una pubblicazione che la Editrice «Il Rostro» lancerà prossimamente sotto il titolo

LA PIEZO - ELETTRICITÀ — Cosa è - Le sue realizzazioni - Le sue applicazioni

Questa opera dovuta ad un tecnico che si è specializzato nel ramo, sarà illustrata largamente con disegni, fotografie, dati sperimentali e pratici in modo da mettere l'argomento alla portata del tecnico e dell'amatore, partendo dai primi rudimenti della cristallografia.

Brevetti RADIO E TELEVISIONE

Scala parlante per apparecchi radiofonici con i nomi delle stazioni trasmittenti disposti in ordine alfabetico.
CARLEVERO CROGNARDO G., a Milano (2-142).
Gruppo trasmittente e ricevente a distanza, ottico, grafico e dacustico, con riduzione elettrica a noni e decadi.
CHECHI A., a Fornaci di Barga (Lucca) (2-142).
Dispositivo per la produzione di tensioni fondamentali in amplificatori a più stadii, specialmente con stadi di amplificazione di classe B in controfase.
C. LORENZ A. G., a Berlin-Tempelhof (2-142).
Dispositivo analizzatore delle immagini per trasmettitori televisivi.
La stessa (2-142).
Procedimento per la determinazione del punto di stazione a mezzo di radiofari rotanti.
La stessa (2-142).
Dispositivo per la trasmissione a frequenza portante di notizie attraverso conduttori, particolarmente sistema di trasmissione ad onde convogliate sul filo con parecchi programmi.
La stessa (2-142).
Perfezionamenti negli apparati riceventi telescrittori.
CREED & CO. Ltd., a Croydon Surrey (Gran Bretagna) (2-143).
Telescrittore in aria.
FABRIK ELEKTR. STEUERAPPARATE RUDOLF KNOTE, a Leipzig Germania) (2-143).
Amplificatore ad emissione elettronica secondaria.
FERNSEH, a Berlin-Zehlendorf (2-143).
Tubo a raggi catodici con comando di intensità, specialmente per scopi di televisione.
Lo stesso (2-143).
Procedimento e dispositivo per la soppressione del ritorno di immagini in televisione.
Lo stesso (2-143).
Procedimento di regolaggio nelle trasmissioni televisive, particolarmente a mezzo di iconoscopi.
FERNSEH A. G., a Berlin-Zehlendorf (2-144).

Multivibratore, specialmente per impianti di televisione.
Lo stesso (2-144).
Procedimento di sincronizzazione per dispositivi di trasmissione televisiva con analisi a righe alterne.
Lo stesso (2-144).
Disposizione degli elettrodi per tubi a raggi catodici ad alta tensione specialmente per scopi di televisione.
Lo stesso (2-144).
Iconoscopio per televisione.
Lo stesso (2-144).
Procedimento e dispositivo per la trasformazione di frequenza, specialmente per la generazione di segnali di sincronizzazione per le righe e le immagini in televisione.
Lo stesso (2-144).
Procedimento e dispositivo iconoscopico di ripresa delle immagini per la televisione.
Lo stesso (2-144).
Sistema di televisione.
HAZELTINE CORP., a Jersey City, New Jersey (S.U.A.) (2-145).
Sistema di televisione.
La stessa (2-145).
Perfezionamento nei metodi di esplorazione delle immagini con raggi catodici e con mezzi meccanici, in sistemi di televisione.
MAGUIRE I. L., a Elwood, Victoria (Australia) (2-146).
Dispositivo per la deviazione elettromagnetica ortogonale in tubi a raggi catodici specialmente per scopi di televisione.
SAFAR S. A. & CASTELLANI A., a Milano (2-148).
Ricevitore a supereterodina ad onde ultracorte.
SIEMENS APPARATE und MASCHINEN G.m.b.H., a Berlino (2-148).
Metodo di sincronizzazione per la trasmissione televisiva.
TELEFUNKEN GESELLSCHAFT fur Drahtlose Telegraphie m.b.H., a Berlino (2-148).
Metodo di sincronizzazione per la trasmisione televisiva.
La stessa (2-148).

Impianto microtelefonico e radio microtelefonico atto a tradurre simultaneamente in una o più lingue o dialetti una qualsiasi trasmissione.
VIGNAPIANA V., a Bologna (2-149).
Perfezionamenti ai sistemi sincronizzati emettenti e riceventi per televisione, telecinematografia, trasmissioni telemeccaniche ed altre applicazioni.
COMP. POUR LA FABRICATION DES COMPTEURS ET MATERIEL D'USINES à GAZ, a Montrouge (Francia) (3-158).
Ricevitore supereterodina.
S. A. MAGNETI MARELLI, a Milano (3-258).
Dispositivo di accordo a variazione di permeabilità per radioricevitori ed applicazioni analoghe.
La stessa (3-258).
Procedimento e dispositivo per la sincronizzazione di trasmissioni televisive.
FERNSEH A. G., a Berlin-Zehlendorf (3-259).
Tubo amplificatore ad elettroni secondari.
La stessa (3-259).
Procedimento di sincronizzazione per trasmissioni televisive.
La stessa (3-259).
Amplificatore secondario con griglie di rimbalzo.
La stessa (3-259).
Procedimento per la regolazione automatica nei tubi a raggio catodico, specialmente per televisione.
La stessa (3-259).
Procedimento per la sincronizzazione di trasmissioni per scopi televisivi.
La stessa (3-259).
Dispositivo per evitare punte di tensione all'accensione di apparecchi radio-riceventi.
GENESIO G. & CAMIA N., a Torino (3-2260).
Dispositivo per evitare punte di tensione all'accensioni di apparecchi radioriceventi e inconvenienti relativi.
Gli stessi (3-260).
Tubo a raggi catodici per proiezioni televisive.
SAFAR S. A. & CASTELLANI, a Milano (3-263).

CINEMA SONORO

I MODERNI COMPLESSI DI CINE PROIEZIONI

IL MECCANISMO DEGLI AMPLIFICATORI DI POTENZA

Ing. G. Mannino Patanè

2155-7

La resistenza anodica delle valvole in classe A (1)

Ci proponiamo in questo numero di determinare quel tale valore della resistenza anodica di un triodo e di un pèntodo lavoranti in classe *A* che renda minime le distorsioni. Occorre però soffermarci dapprima sulla distorsione di ampiezza, nonchè sulla determinazione della percentuale di seconda armonica e sulla retta di carico. Avremo poi campo di riprendere calcoli elementari già svolti e di approfondire concetti precedentemente sfiorati.

Distorsione di ampiezza

La distorsione non lineare o di armoniche, già da noi esaminata, può talvolta costituire una conseguenza della distorsione cosiddetta « di ampiezza », che viene a generarsi quando in uno stadio si ha un'amplificazione asimmetrica, la quale conduce, com'è noto, alla seconda armonica.

Tale amplificazione asimmetrica può aver luogo, fra l'altro, quando l'ampiezza del segnale di entrata diventa per alcuni istanti eccessiva, oppure quando la polarizzazione negativa di griglia non è adeguata, per cui, in definitiva, si viene a raggiungere uno dei gomiti della caratteristica.

Esaminiamo più da vicino la distorsione di ampiezza in parola.

La curva *b* della fig. 104 rappresenti l'amplificazione asimmetrica della curva di segnale *a*. La ampiezza *A'* della semionda superiore della curva *b* e l'ampiezza *A"* della semionda inferiore della curva stessa, sono date dalle relazioni:

$$1)\qquad A' = I'_a - I^0_a$$

$$2)\qquad A'' = I^0_a + I''_a$$

dove con I'_a ed I''_a indichiamo rispettivamente la corrente anodica massima e la corrente anodica minima che si hanno durante il periodo in esame e con I^0_a la corrente anodica di riposo.

Sottraendo la 2) dalla 1) si ha:

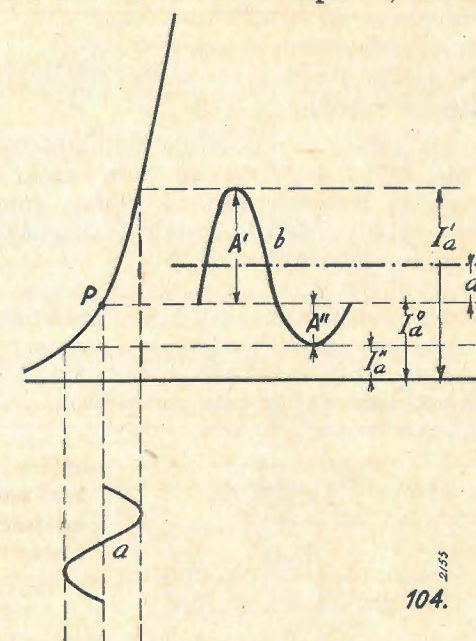
$$3)\quad A' - A'' = (I'_a - I^0_a) - (I^0_a - I''_a) = I'_a + I''_a - 2I^0_a$$

Se supponiamo:

$$A' = A''$$

(1) Dal volume *Amplificazione*, in preparazione.

ossia, se supponiamo che i due semiperiodi della curva *b* abbiano la stessa ampiezza, con che non

104.

si ha, nella curva stessa, alcuna asimmetria, sarà:

$$A' - A'' = I'_a + I''_a - 2I^0_a = 0$$

da cui:

$$4)\qquad I'_a + I''_a = 2\,I^0_a$$

In base alla relazione 4) possiamo enunciare la regola: *perchè in uno stadio* (non in controfase) *non si abbiano distorsioni di ampiezza occorre che la somma delle correnti anodiche massima e minima sia pari al doppio della corrente anodica di riposo.*

Determinazione della percentuale di seconda armonica.

Dalla fig. 104 rileviamo che la distanza *d*, fra l'orizzontale che segna il limite della corrente di riposo e l'asse intermedio ideale della curva *b*, è data dall'espressione, in forza anche della 3):

$$5)\qquad d = \frac{I'_a + I''_a}{2} - (I^0_a - I''_a) =$$

$$= \frac{I'_a + I''_a}{2} - I_o = \frac{A' - A''}{2}$$

Evidentemente dividendo la relazione precedente per l'ampiezza totale

$$A' + A''$$

del periodo amplificato e moltiplicando per 100 si avrà la percentuale di distorsione o di seconda armonica (K) del nostro stadio; ossia si avrà:

$$K = 100 \frac{\frac{A' - A''}{2}}{A' + A''}$$

e sos .endo ad $A' - A''$ e ad $A' + A''$ i valori dati dalle formule 1), 2) e 3) si ottiene:

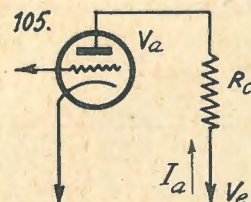
$$6) \qquad K = 100 \frac{I'_a + I''_a - 2 I^o_a}{2 (I'_a - I''_a)}$$

Va notato che in un controfase, se l'amplificazione di una delle due valvole non è, come capita nella generalità dei casi, simmetrica, l'asimmetria che ne consegue è compensata, all'uscita, dall'asimmetria dell'amplificazione dell'altra valvola e pertanto la seconda armonica, come accenna mo a suo tempo, viene eliminata.

La retta di carico.

Ciascuna delle curve tracciate nella fig. 23, pubblicata nel N. 17 dell'*Antenna* dello scorso anno, costituisce la rappresentazione grafica (per un dato valore del potenziale statico di griglia) della relazione:

$$I_a = f (V_a)$$

ossia ciascuna di dette curve rappresenta una delle funzioni che legano la corrente anodica I (in milliampère) della valvola cui le curve stesse si riferiscono, alla tensione di placca V_a (in volt) della valvola stessa.

Se ora chiamiamo con V_e la tensione di alimentazione esterna occorrente per dare alla placca l'accennato potenziale V_a sarà (vedi fig. 105):

$$7) \qquad V_a = V_e - R_c \frac{I_a}{1000}$$

e ciò se indichiamo con:

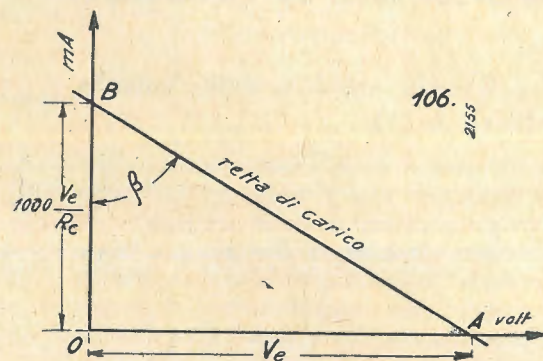
$$R_c \frac{I_a}{1000}$$

la caduta di potenziale (in volt) che ha luogo nella resistenza anodica R_c (vedi sempre fig. 105), espressa in ohm, al passaggio della corrente I_a, espressa, come sappiamo, in milliampère (e per questo I_a va diviso per 1000).

Ricavando I_a dalla 7) si ottiene:

$$I_a = 1000 \frac{V_e - V_a}{R_c}$$

Immaginiamo ora che tanto V_e quanto R_c s mantengano costanti; allora la relazione 8) costi-

tuisce un'espressione analitica fra la tensione anodica e la corrente anodica. Tale espressione, riferita ai due assi ortogonali di cui alla fig. 106 (ordinate in milliampère, ascisse in volt), è graficamente rappresentata da una retta, alla quale viene dato il nome di « retta di carico ».

Per individuare l'andamento di tale retta riferiamoci ancora alla relazione 8). Vediamo che per:

$$V_a = V_e$$

si ha:

$$I_a = 0$$

la retta in parola taglia dunque l'asse delle ascisse in modo che (vedi sempre fig. 106):

$$OA = V_e$$

— *Continua* —

La mancanza di spazio, ci obbliga a rimandare al prossimo numero la continuazione e fine del presente articolo.

LE VALVOLE FIVRE

della serie Balilla

2152

Tipo 6K7/GT

E' un pentodo amplificatore ad amplificazione variabile, specialmente costruito per essere impiegato come amplificatore a radio frequenza e a media frequenza. La forma della sua caratteristica di griglia è stata studiata, secondo i noti principi, in modo che il comando automatico di volume possa agire senza provocare modulazione incrociata o distorsione di modulazione.

La valvola funziona ordinariamente con il soppressore connesso al catodo. In fig. 1 sono riportate le caratteristiche anodiche per tensione di schermo di 100 volt. La fig. 2 riproduce le curve di conduttanza mutua in funzione della polarizzazione di griglia per diversi valori delle tensioni anodiche e di schermo. Da esse risulta chiaramente la notevole regolazione di volume che si può realizzare usando questa valvola come amplificatrice ad alta o a media frequenza. La loro forma dà ragione del come siano da questa valvola eliminati i fenomeni di distorsione e di modulazione incrociata. Appare inoltre che per sfruttare completamente le possibilità di regolazione di volume offerte dalla 6K7-GT è necessario poter spingere la polarizzazione di griglia fino a circa —50 volt. L'esatto valore di tale polarizzazione sarà scelto in base allo schema del circuito e alle condizioni di funzionamento. Detta tensione di griglia può essere ottenuta, secondo il tipo di ricevitore, sia per mezzo di un divisore di tensione a resistenza derivato sull'alimentatore, sia inserendo sul circuito catodico una resistenza di polarizzazione, che può essere fatta variare ai fini della regolazione di sensibilità.

Finalmente in fig. 3 sono riportati i valori delle diverse

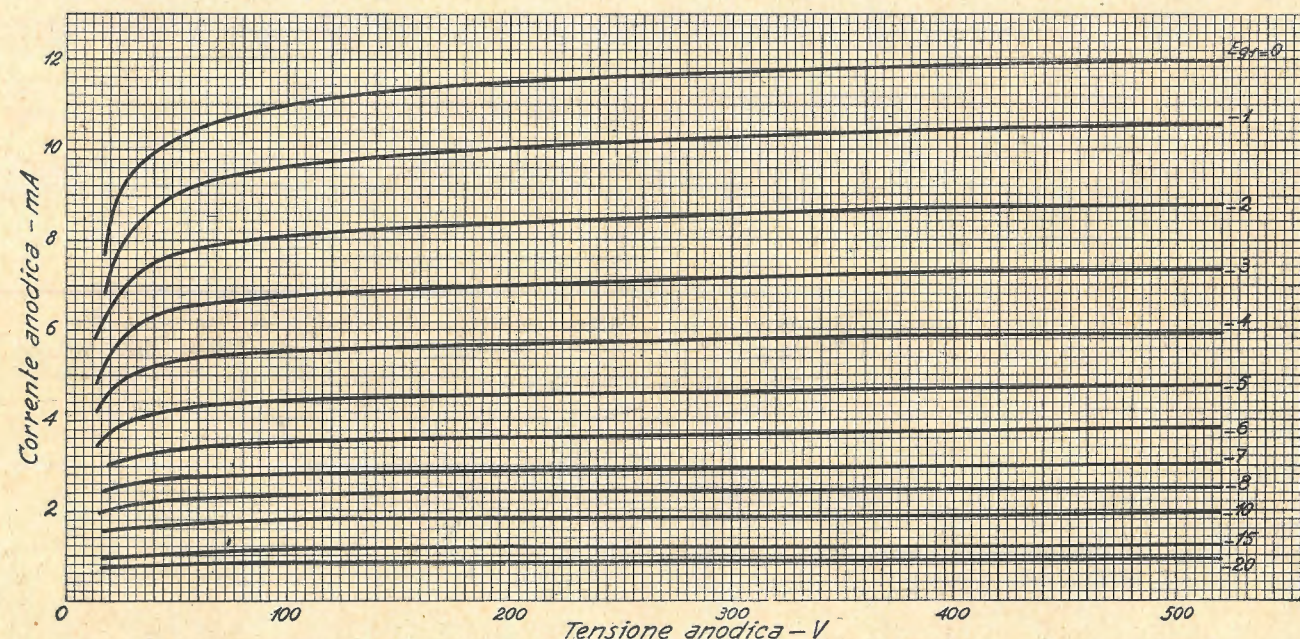



Fig. 1 - *Valvola 6K7-GT - Caratteristiche anodiche. Soppressore connesso al catodo; tensione di schermo 100 Volt.* Eg_1 = *tensione di griglia.*

caratteristiche della valvola in funzione della tensione di schermo per tensione anodica di 250 volt, tensione di polarizzazione di -3 volt e soppressore connesso al catodo.

La tensione di schermo può essere ricavata a sua volta da un divisore a resistenza derivato sull'alimentatore anodico. Date le caratteristiche della corrente di schermo, la tensione di schermo può anche essere ottenuta connettendo lo schermo stesso all'alimentatore anodico attraverso una opportuna resistenza. Un tale sistema deve però essere usato soltanto quando la polarizzazione sia automatica, e quando la tensione dell'alimentatore non supera 250 volt.

Il soppressore può anche essere mantenuto ad un poten-

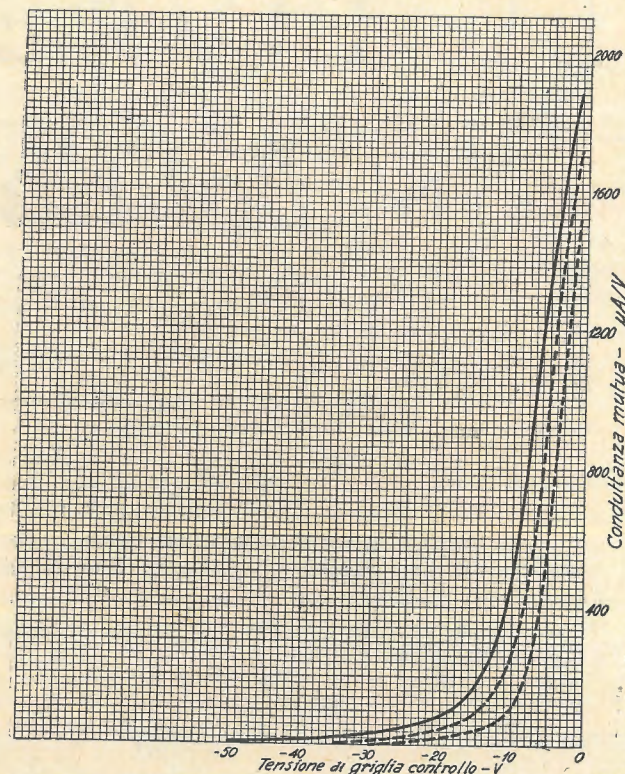



Fig. 2 - *Valvola 6K7-GT - Conduttanza mutua. Soppressore connesso al catodo.*

Curve	*Tensione anodica*	*Tensione di schermo*
———	250 volt	125 volt
-- (*prima*)	250 volt	100 volt
-- (*seconda*)	180 volt	75 volt

Fig. 3. - *Valvola 6K7-GT - Conduttanza mutua* g_m *(μA/V), coefficiente di amplificazione μ (V/V), corrente anodica Ia (mA) corrente di schermo* Ig_2 *(mA) e resistenza interna anodica* r_a *(MΩ) in funzione della tensione di schermo. Tensione anodica 250 volt, polarizzazione -3 volt; soppressore connesso al catodo.*

ziale negativo rispetto al catodo, ricavando la tensione necessaria da un divisore a resistenza, nel caso in cui il ricevitore sia provvisto di comando manuale di selettività e di volume, o da una caduta di tensione in una resistenza inserita nel circuito anodico della valvola che viene usata per il comando automatico del volume.

In tal modo il soppressore può essere usato per operare qualsiasi tipo di regolazione, in quanto ad ogni variazione della tensione del soppressore corrisponde una variazione della resistenza anodica della valvola.

In questo caso è bene tener presente che una resistenza in serie sul circuito di schermo modifica la legge con cui la resistenza anodica segue le variazioni della tensione del soppressore.

Amplificatore

Come si è detto la 6K7-GT è specialmente destinata all'amplificazione ad alta e media frequenza. Le corrispondenti condizioni tipiche d'impiego sono le seguenti:

Tensione di accensione (C.C. o C.A.)	6,3	6,3	6,3	6,3	V
Corrente di accensione	0,3	0,3	0,3	0,3	mA
Tensione anodica	90	180	250	250	V
Tensione di schermo	90	75	100	125	V
Tensione minima di griglia	—3	—3	—3	—3	V
Soppressore	connesso al catodo				
Corrente anodica	5,4	4	7	10,5	mA
Corrente di schermo	1,3	1	1,7	2,6	mA
Resistenza interna anodica	0,315	1	0,8	0,6	mΩ
Coefficiente di amplificazione	400	1100	1160	990	V/V
Conduttanza mutua	1275	1100	1450	1650	μA/V
Tensione di griglia per $g_m = 10$ μA/V	—31	—25	—35	—45	V
Tensione di griglia per $g_m = 2$ μA/V	—38,5	—32,5	—42,5	—52,5	V

La tensione anodica non deve superare 250 volt e quella di schermo 125 volt. Per sfruttare al massimo le proprietà derivanti dalla forma delle caratteristiche verso l'interdizione è necessario mantenere lo schermo a tensione costante rispetto al catodo, mentre si varia la polarizzazione di griglia.

Buoni risultati possono essere ottenuti usando un sistema di polarizzazione automatica con resistenza variabile e inserendo una resistenza in serie con lo schermo. Infatti la sola variazione della resistenza catodica produce di per sè una riduzione della tensione di schermo di una quantità pari a quella di cui viene ridotta la tensione di polarizzazione; in conseguenza il comportamento della valvola nell'amplificazione di segnali intensi risulta peggiorato. Questo effetto viene eliminato dalla resistenza in serie con lo schermo, ottenendo che la tensione di schermo diminuisca di pochissimo al variare della resistenza catodica dal minimo al massimo valore. In qualche caso anzi la tensione di schermo potrà perfino aumentare, raggiungendo valori superiori al massimo prima indicato; ciò non porta alcun danno alla valvola, perchè contemporaneamente le correnti anodiche e di schermo diminuiscono di una quantità sufficiente a mantenere la dissipazione entro i limiti di sicurezza.

Si può ricordare che l'alimentazione dello schermo con una resistenza in serie sarebbe impossibile per un tetrodo, perchè l'emissione secondaria produrrebbe pericolosi fenomeni, di instabilità. Essa è resa possibile con la 6K7-GT, come con qualunque altro pentodo, perchè il soppressore elimina praticamente la detta emissione secondaria.

Valvola mescolatrice

Nei ricevitori a cambiamento di frequenza si preferisce talvolta ricorrere a due valvole separate per la generazione dell'oscillazione locale e per la conversione. Come mescolatrice può allora essere usata una 6K7-GT. Con le opportune condizioni di griglia e di tensione locale, essa può fornire un rapporto di conversione pari a circa un terzo del valore dell'amplificazione che può essere ottenuto in un amplificatore a media frequenza.

Detto rapporto di conversione può essere regolato variando la polarizzazione di griglia, sia per mezzo di un alimentatore regolabile separato, sia per mezzo di una resistenza variabile nel circuito catodico. Tale comportamento è molto utile nei ricevitori con comando automatico di volume, perchè permette di raggiungere una più bassa soglia d'ingresso senza perdere in amplificazione e di ricevere segnali forti senza diminuire la regolazione.

I dati di funzionamento della 6K7-GT come mescolatrice sono:

Accensione	6,3	V
Tensione anodica (max)	250	V
Tensione di schermo	100	V
Tensione di polarizzazione (circa)	-10	V
Soppressore connesso al catodo		

La tensione di polarizzazione è la minima per un valore di cresta di 7 volt della tensione locale.

Tipo 35L6/GT

E' un tetrodo a fascio elettronico per alimentazione con bassa tensione anodica e di schermo, il quale è caratterizzato da una piccola variazione della corrente anodica nel passare dal funzionamento a vuoto a quello con massimo segnale d'ingresso, da un'alta conduttanza mutua, e da una corrente di accensione di piccola intensità. La tensione di accensione di 35 volt lo rende adatto ad essere impiegato nella costruzione di radioricevitori a corrente continua e alternata con accensione in serie. Esso è destinato all'amplificazione finale a frequenza acustica nei radioricevitori di piccole dimensioni adatti a piccoli ambienti, come i radio ricevitori per automobili, i radioricevitori portatili e i radio ricevitori economici, nella costruzione dei quali le tensioni di alimentazione devono essere mantenute necessariamente basse. Tenuto conto delle particolari condizioni di alimentazione, la 35L6-GT presenta un elevato rendimento del circuito anodico, una notevole sensibilità di potenza e fornisce una potenza di uscita elevata in confronto ad altre valvole finali usate in analoghe condizioni.

La disposizione interna degli elettrodi della 35L6-GT è simile a quella della 6L6-GT e della 6V6-GT, e identico ne è il principio costruttivo.

Fig. 1. - *Valvole 35L6-GT - Caratteristiche anodiche per tensione di schermo di 110 volt.* Vg_1 = *tensione di griglia,* I_s = *corrente di schermo.*

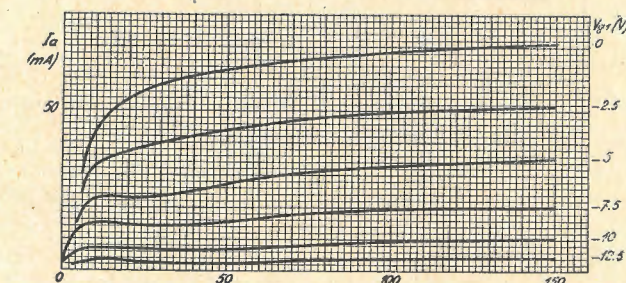



Fig. 2. - *Valvola 35L6-GT - Caratteristiche anodiche con tensione di schermo di 90 volt.* Vg_1 = *tensione di griglia.*

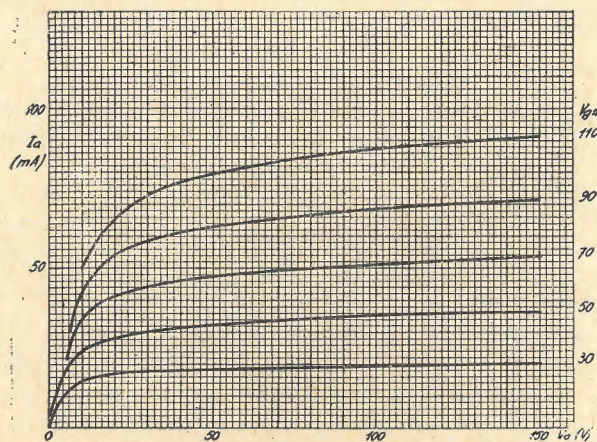



Fig. 3. - *Valvola* 35L6-GT - *Caratteristiche anodiche con tensione zero di griglia.* Vg_2 = *tensione di schermo.*

In fig. 1 sono riportate le caratteristiche anodiche corrispondenti alla tensione di schermo di 110 volt. In fig. 2 le stesse sono rilevate per tensioni di schermo di 90 volt, e in fig. 3 le caratteristiche anodiche corrispondono a diverse tensioni di schermo e a tensione di griglia zero.

Le caratteristiche medie di funzionamento come amplificatrice in classe A_1 sono le seguenti:

Tensione di accensione (C.A. o C.C.)	35	V
Corrente di accensione	0,15	A
Tensione anodica	110 (max)	V
Tensione di schermo	110 (max)	V
Tensione di griglia	—7,5	
Tensione d'ingresso (valore di cresta)	7,5	V
Coefficiente di amplificazione	80	V/V
Resistenza interna (circa)	13800	Ω
Conduttanza mutua	5800	μ A/V
Corrente anodica senza segnale	40	mA
Corrente anodica col massimo segnale	41	mA
Corrente di schermo senza segnale	3	mA
Corrente di schermo col massimo segnale	7	mA
Resistenza di carico	2500	Ω
Distorsione armonica totale	6,5	%
Potenza d'uscita	1,5	W

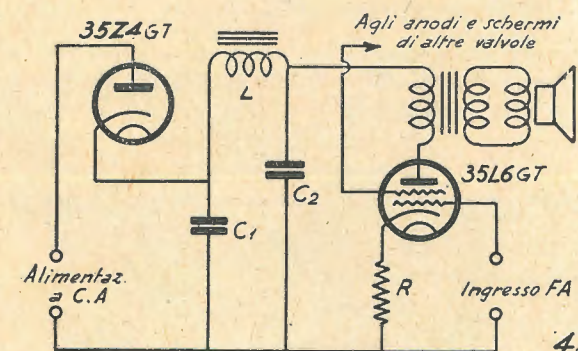



Fig. 4. - *Valvola* 35L6-GT - *Schema di uno stadio di uscita con alimentatore.*

C_1, C_2 = 20 μF

L = *rocchetto di campo dell'altoparlante con resistenza di circa* 450 Ω.

R = *resistenza catodica di polarizzazione senza condensatore di livellamento di* 150 *ohm.*

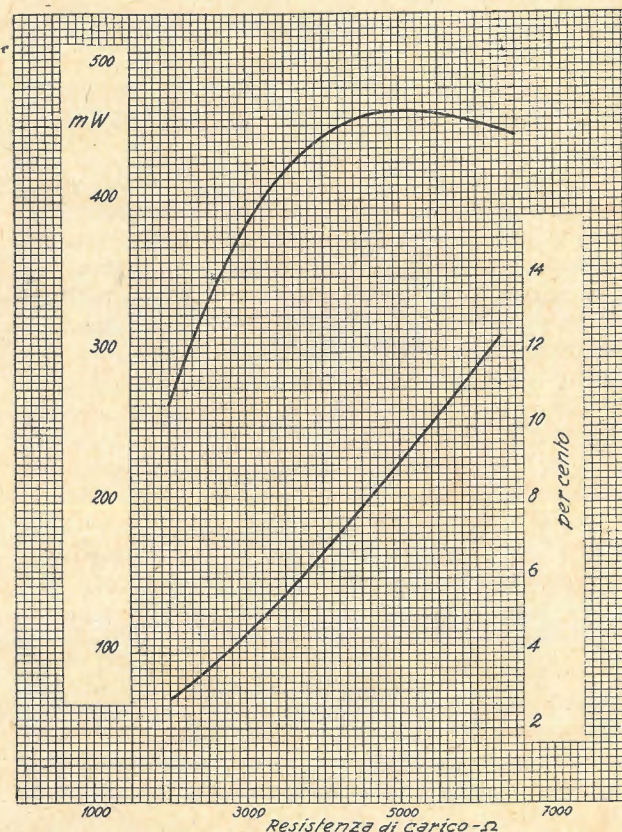



Fig. 5 - *Valvola* 35L6-GT - *Caratteristiche di funzionamento. Tensione anodica* 90 *volt, tensione di schermo* 95 *volt; resistenza di polarizzazione (senza condensatore di livellamento)* 150 *ohm. curva superiore = potenza d'uscita; curva inferiore = distorsione totale armonica. I dati si riferiscono al secondario del trasformatore d'uscita della fig. 4, con rendimento del* 65 %.

Nell'istallazione si deve curare che la tensione tra il catodo e l'estremo negativo del filamento non superi 90 volt. Il sistema di accoppiamento con gli stadi precedenti deve essere tale da non introdurre una resistenza troppo elevata nel circuito di griglia, per cui sono senz'altro da preferirsi i sistemi di accoppiamento a trasformatore o a impedenza. Quando nel circuito di griglia si ha una resistenza non superiore a 0,1 megaohm, si può usare la polarizzazione fissa, con resistenze più elevate del circuito di griglia si deve usare polarizzazione automatica. In quest'ultimo caso la detta resistenza può salire fino a 0,75 megaohm, purchè in nessuna condizione di funzionamento la tensione di accensione superi di più del 10 % il valore prescritto.

Quando la 35L6-GT è polarizzata automaticamente, si può realizzare un circuito con reazione negativa semplicemente togliendo il condensatore di livellamento dal circuito di polarizzazione e lasciando la sola resistenza. Si ottiene così una riduzione della sensibilità di potenza, ma anche un miglioramento dal punto di vista delle distorsioni.

In figura 4 è riportato lo schema di un circuito comprendente una valvola 35L6-GT come amplificatrice d'uscita e il suo alimentatore, realizzato con una 35Z4-GT.

La fig. 5 si riferisce al funzionamento di un circuito come quello di fig. 4, quando la tensione anodica sia di 90 volt e quella di schermo di 95 volt. Tali tensioni sono minori di quelle massime consentite e quindi i risultati qui illustrati non si riferiscono alla massima erogazione che la valvola può fornire. La potenza d'uscita, misurata sul secondario del trasformatore d'uscita della fig. 4, raggiunge un massimo per il valore di 5000 ohm della resistenza di carico; però oltre 4500 ohm la potenza d'uscita cresce molto lentamente, mentre aumenta rapidamente la distorsione. Quindi nel caso considerato il valore ottimo della resistenza di carico risulta compreso tra 4000 e 5000 ohm.

Circuito di alimentazione

In fig. 6 è rappresentato lo schema elettrico di un alimentatore particolarmente adatto per un ricevitore realizzato senza trasformatore, il quale utilizzi una valvola con polarizzazione semiautomatica per lo stadio finale. La tensione della rete è applicata tra i morsetti 1,1; ai morsetti 2,2 sono connessi gli estremi della serie di tutti i fila-

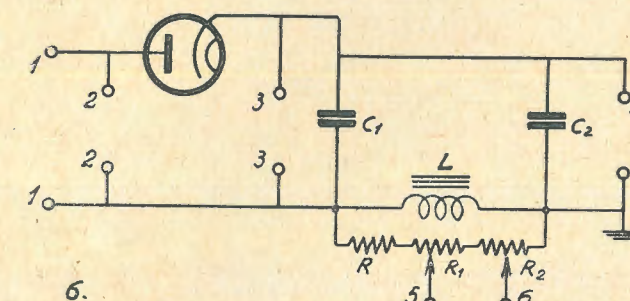



Fig. 6. - *Schema di alimentatore con dispositivo per polarizzazione semi-automatica.*
1,1 = *morsetti d'ingresso;* 2,2 = *morsetti dei filamenti;* 3,3 = *morsetti del campo dell'altoparlante;* 4,4 = *morsetti d'uscita.*
C_1, C_2 = 20 μF.
L = *induttanza di livellamento.*
R = 0,1 *megaohm.*
R_1, R_2 = *divisore di tensione.*

menti risaldatori; ai morsetti 3,3 è connesso l'avvolgimento di eccitazione del campo dell'altoparlante; i morsetti 4,4 sono destinati all'alimentazione anodica e di schermo delle valvole degli stadi ad alta, media e bassa frequenza, compresa la valvola finale; C_1 e C_2 sono i condensatori di livellamento aventi in generale capacità di 20 μF; *L* è la bobina di arresto del filtro d'uscita; *R* una resistenza maggiore di 0,1 megaohm; R_1 ed R_2 sono resistenze usate per derivare dall'alimentatore le tensioni di polarizzazione del preamplificatore a bassa frequenza e della valvola finale di potenza, tensioni che vengono ricavate ai morsetti 5 e 6.

Il circuito ora descritto differisce da quelli degli alimentatori ordinari, in quanto la bobina di arresto del filtro d'uscita è inserita nel filo a bassa tensione ed ha un'estremità connessa alla massa dell'apparecchio. In conseguenza la caduta di tensione che la corrente continua produce agli estremi di tale bobina può essere utilizzata per la polarizzazione delle valvole per l'amplificazione a bassa frequenza. Le resistenze R_1 ed R_2 formano un divisore di tensione a prese variabili e consentono di scegliere il valore più opportuno della tensione di polarizzazione.

Questo sistema di polarizzazione presenta due importanti vantaggi. In primo luogo esso consente di utilizzare sugli anodi e sugli schermi la totale tensione di uscita dell'alimentatore. Ciò non è possibile nel caso ordinario quando la bobina di arresto è inserita nel lato ad alta tensione e la polarizzazione è ottenuta con resistenze, perchè le tensioni utilizzabili sugli anodi e sugli schermi risultano inferiori a quella d'uscita dell'alimentatore di una quantità uguale alla tensione di polarizzazione. In un ricevitore senza trasformatore, essendo necessariamente bassa la massima tensione disponibile, una tale riduzione della tensione utilizzabile può rendere troppo piccola la potenza d'uscita dall'intero apparato.

In secondo luogo con il circuito di fig. 6 la polarizzazione è ottenuta con basso costo. Infatti qualsiasi altro metodo richiede l'istallazione di almeno una resistenza e un condensatore di grande capacità per ogni valvola, mentre il metodo illustrato si realizza con due sole resistenze e con un condensatore livellatore di piccola capacità, dato che la tensione alternativa è già ridotta dall'induttanza *L*.

La elevata sensibilità di potenza della 35L6-GT ne consiglia l'uso in circuiti sensibili di basso costo. Una 35L6-GT può fornire la indicata potenza d'uscita essendo eccitata da una 6Q7-GT impiegata come secondo rivelatore e preamplificatore, da una 6J7-G usata come rivelatore polarizzato, da una 6F7 come amplificatore a media frequenza e rivelatore polarizzato, da una 6C5-G come rivelatore polarizzato. Nei circuiti con accensione in serie in luogo di una 6Q7-GT si dovrà impiegare una 12Q7-GT e analogamente ogni altra valvola dei tipi con riscaldatori a 0,300 amp. essere sostituita da una corrispondente con riscaldatore per 0,150 amp.

Tipo 35Z4G/T

E' una valvola raddrizzatrice di una semionda ad alto vuoto e a riscaldamento indiretto. E' particolarmente indicata per essere impiegata nei ricevitori di tipo universale, cioè destinati a derivare la tensione di alimentazione sia da una rete a corrente alternata, sia da una rete a corrente continua, o nei ricevitori per auto. E' particolarmente caratterizzata da un basso valore della caduta interna, come si rileva dalla fig. 1, in cui è riportata la caratteristica anodica

Caratteristiche medie

Tensione di accensione (C.A. o C.C.)	35 volt
Corrente di accensione	0,15 ampere
Tensione alternata anodica (valore di cresta)	250 max volt
Tensione inversa (valore di cresta)	720 max volt
Corrente anodica (valore di cresta)	600 max milliampere
Corrente continua d'uscita	100 max milliampere

Fig. 1. - *Valvola 35Z4-GT - Caratteristica anodica.*

Fig. 2. - *Valvola 35Z4-GT - Caratteristica di regolazione con filtro a ingresso capacitivo.*

CONDIZIONI TIPICHE DI FUNZIONAMENTO

	senza resistenza in serie	con resistenza in serie
Tensione alternativa anodica	125	250 volt
Corrente continua d'uscita	100	100 milliampere

Lo zoccolo a quattro piedini è del tipo normale « octal ». La valvola può essere usata con qualsiasi orientazione.

Il filamento a 35 volt è progettato per funzionare in buone condizioni anche quando la tensione di linea subisce le variazioni normali, in modo che il comportamento della valvola ed il suo rendimento non subiscano apprezzabili variazioni. Quando il filamento della 35Z4-GT è alimentato in serie con i filamenti di altre valvole assorbenti 0,15 ampere per l'accensione, il circuito di accensione deve essere regolato in modo che la corrente prescritta circoli in esso in corrispondenza del valore normale della tensione di linea.

Quando la tensione alternativa d'ingresso supera 125 volt, si deve inserire nel circuito di placca una resistenza di almeno 100 ohm.

Il filtro di uscita di un alimentatore realizzato con una 35Z4-GT può essere del tipo a ingresso capacitivo o di quello a ingresso induttivo, purchè non vengano superati i massimi consentiti di tensione anodica e di corrente continua erogata.

Se si usa un filtro con ingresso capacitivo, è necessario che i condensatori del filtro (e specialmente quello d'ingresso) siano in grado di sostenere senza perforarsi il valore istantaneo di cresta della tensione d'ingresso. Per evitare che questa condizione possa non essere soddisfatta occorre usare particolari cure quando la forma d'onda della tensione anodica d'ingresso non è sinusoidale.

Fig. 3. - *Valvola 35Z4-GT - Circuito per la determinazione dei dati di fig. 2.*

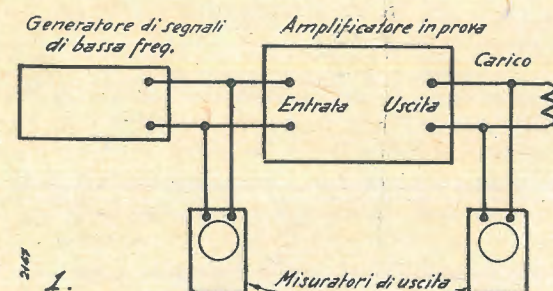
Quando il filtro è a ingresso induttivo, la tensione continua utilizzabile all'uscita è alquanto inferiore a quella ottenuta con filtro a ingresso capacitivo, a parità di tensione alternativa d'ingresso. Però si ottiene una migliore regolazione insieme a un minor valore di cresta della corrente. In fig. 2 sono raccolte alcune caratteristiche di regolazione corrispondenti a diverse capacità d'ingresso del filtro, rilevate con lo schema di fig. 3.

UN TRACCIATORE DI CURVE DI FEDELTA'

di *A. Bonanno*

2147-3

Finora il rilievo della curva di fedeltà di un amplificatore in studio od in collaudo era eseguito con il sistema schematizzato in figura 1.

L'uscita di un generatore di segnali di bassa frequenza alimentava l'amplificatore in prova la cui uscita era collegata al carico.

Un misuratore di uscita era collegato all'entrata ed uno all'uscita dell'amplificatore, il primo doveva essere tenuto costante, il secondo forniva i valori per il tracciamento della curva di fedeltà. Ordinariamente si usa prendere come unità il valore che corrisponde a 400 periodi e riportare i valori corrispondenti alle altre frequenze in per cento di questo valore in scala logaritmica.

La fig. 2 mostra una curva di fedeltà di un amplificatore con 6L6 da 25 Watt.

Questo sistema di rilievo, senz'altro perfetto, ha il difetto di essere lungo, perchè nel caso si voglia vedere l'effetto di una modificazione del valore o delle caratteristiche del carico di un regolatore di tono o di qualche altro elemento del circuito, sulla fedeltà ad ogni modificazione bisogna ripetere le varie operazioni e quindi tracciare il diagramma su carta.

Il sistema oscillografico rappresentato nella figura 3 fornisce in via diretta sotto forma di oscillogramma la curva di fedeltà.

La rappresentazione avviene su scala logarit-

mica per la frequenza e su scala lineare per la tensione di uscita, volendo si può trasformare in scala la logaritmica anche questo parametro.

Anche in questo caso è possibile ottenere la lettura diretta dell'uscita alle varie frequenze regolando mediante il cursore di intensità di alimentazione delle placche per la deviazione verticale in modo che la curva passi a 400 periodi per un valore che si assume come unitario.

Tutti gli altri valori saranno forniti come percentuale di quello a questa frequenza. L'asse delle ascisse con scala logaritmica di frequenza è ottenuto attraverso un sistema di filtraggio costituito dalle resistenze R, R_1, R_2 e dalle capacità C, C_1, C_2, di modo che, la corrente che scorre attraverso ad R risulta con buona approssimazione proporzionale alla frequenza generata dall'apparecchio collegato all'amplificatore in prova.

Le tensioni prelevate all'uscita dell'amplificatore per l'asse delle ordinate ed all'uscita del generatore di bassa frequenza per l'asse delle ascisse sono trasformate in continue a mezzo delle due sezioni del doppio diodo 6H6; filtrate ed amplificate da due stadi separati corrente continua, costituiti da due valvole 6J7 ed applicate infine alle placchette deviatrici dell'oscillografo.

Per ottenere che l'asse delle ascisse sia effettivamente logaritmico o per lo meno ci si approssimi quanto più è possibile e che la velocità di spostamento del fascio catodico sia costante occorre che il generatore fornisca un'uscita di bassa frequenza assolutamente costante da 40 a 10000 periodi, e che se la manopola di regolazione di frequenza viene fatta ruotare a velocità costante l'angolo di rotazione sia proporzionale al logaritmo della frequenza.

Il controllo dell'ampiezza della deflessione orizzontale è ottenuto mediante la regolazione di P_o.

All'amplificatore sarà sempre collegato un misuratore di uscita all'ingresso ed uno all'uscita per conoscere i valori della tensione di eccitazione e della potenza di uscita.

Il tubo oscillografico sarà fornito di una lastra di vetro o di celluloide graduata in modo da fornire l'interpretazione diretta del diagramma.

Il controllo di centratura dell'immagine è ottenuto attraverso P_c.

Per il rilievo della curva occorre che essendo applicata solo la deflessione orizzontale il fascio catodico tracci una linea che coincide con l'asse delle ascisse della lastra di vetro o di celluloide e ne abbia l'esatta lunghezza; applicata la deflessione verticale bisogna che il cursore di P_v sia regolato in modo che il diagramma passi per il valore di ordinata 1 a 400 periodi.

*

PROPRIETA' ED IMPIEGO DEL FILO SMALTATO

La lacca per smaltare costituisce un eccellente isolante per i fili di rame, per il fatto della sua rigidità dielettrica elevata, della sua alta resistività dielettrica, della sua minima igroscopicità, del suo spessore ridottissimo e per le sue vantaggiose proprietà meccaniche e chimiche. Il presente articolo fornisce dei dati precisi riguardanti le proprietà del filo smaltato.

In radiotecnica si intende per filo smaltato quel filo metallico isolato da un sottile strato di lacca indurita al forno. Sarebbe più proprio dire filo laccato. Difatti la denominazione abituale induce sovente in errore i profani facendo il termine di filo smaltato pensare allo smalto vitreo usato in ceramica.

Fu Faraday che utilizzò per primo dei fili isolati quando fece le sue esperienze fondamentali sull'elettromagnetismo. Egli utilizzò del filo ricoperto di cotone. La fibra tessile costituisce dunque il più vecchio isolante per conduttori, ed anche ai nostri giorni essa è largamente utilizzata. Più tardi Werner Siemens propose la guttaperca ed il caucciù, che senza dubbio offrono un'isolamento molto migliore, ma che necessitano di uno spessore molto più forte. E' questa la ragione per la quale le materie isolanti messe in opera allo stato plastico come il caucciù e la guttaperca così come tutte le altre materie sintetiche scoperte in questi ultimi anni non sono impiegate per gli avvolgimenti e per le bobine. Lo stesso isolamento di cotone è relativamente grosso, ciò che gli fa sovente preferire la seta sebbene molto più costosa. Così l'idea nata verso il millenovecento in America di ricoprire direttamente il filo di rame con un sottile strato di lacca o di vernice, aveva sotto questo punto di vista, molte probabilità di successo.

Questo processo fu pure egualmente studiato verso il 1905 in Germania dove ci si preoccupò in primo luogo di trovare una lacca che resistesse agli agenti chimici che tendono ad intaccare il filo all'atto dell'impregnazione ed in servizio, dovendo detta lacca possedere l'elasticità e la resistenza appropriati allo scopo prefisso. In principio si incontrarono delle difficoltà di ordine chimico poichè si fabbricava sopratutto del filo smaltato nero con delle lacche a base d'asfalto che non resistevano all'olio.

Si segnala che nel 1906 si fabbricava in Germania del filo di rame ricoperto da un sottile strato di acetato di cellulosa come pure di lacca da smaltare. Questo filo era destinato in un primo tempo ad essere impiegato nelle bobine degli strumenti di misura, delle lampade ad arco, etc. poi lo si utilizzò anche nelle piccole macchine e nei trasformatori. Gli strati di acetato di cellulosa impiegati in principio passarono successivamente in secondo piano. Nello stesso tempo le ricoperture di lacca a base d'asfalto (che danno il filo smaltato nero; sebbene che la totalità del filo smaltato nero non sia fabbricato con le lacche a base d'asfalto) hanno perso molta importanza. Il moderno filo smaltato è fatto con queste lacche all'olio. Queste ultime sono dei miscugli di resine di olio essicante (per esempio dell'olio di legno e dell'olio di lino, il più sovente in grandi proporzioni quest'ultimo, al fine di ottenere delle lacche ad essicamento rapido e poco attaccabili). Kienle e Adams danno a titolo d'esempio la composizione seguente: olio di legno 60,5%, olio di lino crudo 18,3% e resine neutralizzate a mezzo di calce 21,2%; questo miscuglio riscaldato per un'ora e un quarto a 270° C. e mescolato con il 10% di benzina ed il 90% di essenza di nafta. E' dunque una lacca relativamente «grassa» nella quale gli olii sono già parzialmente polimerizzati dal riscaldamento. Va da sè che ogni fabbricante di fili smaltati utilizza delle lacche proprie la composizione delle quali in generale viene tenuta segreta. Si impiegano parimenti molte resine sintetiche. Nella fabbricazione del filo smaltato si ricopre il filo nudo di rame sulla superficie con un leggero strato di prodotto, facendo scorrere il filo in una bacinella ripiena di lacca. Esso passa in seguito in un forno a muffola in cui la lacca si cuoce. In questo processo dove interviene pure l'ossigeno dell'aria si continua la polimerizzazione degli olii essicanti, che aveva già avuto luogo parzialmente durante la preparazione della lacca. Ne risulta uno strato molto consistente ed insolubile. La grande durezza gli è conferita dalle resine mentre l'alto tenore di olio (polimerizzato) gli conferisce una grande elasticità. Non si conosce ancora con precisione la struttura di questi olii polimerizzati. Le proprietà del polimerizzato dànno una struttura della stessa natura del caucciù, vale a dire un insieme di molecole di dimensioni abbastanza grandi, che si fissano le une alle altre con intercapedini relativamente poco numerose. Per le lacche all'olio questa struttura dà un'insieme pressochè insolubile, ciò che sta a dimostrare la presenza di un legame molto stretto, probabilmente di natura chimica, fra qualche punto di contatto di grandi molecole. La struttura gommosa comporta tuttavia la possibilità di rigonfiamento del polimerizzato a contatto con dei liquidi, le molecole dei quali avrebbero la tendenza di introdursi fra quelle del primo. In generale si può dire che una elasticità elevata si accompagna sovente con la tendenza al rigonfiamento in liquidi appropriati. Per la lacca da smaltare è ridotta al minimo ma non è del tutto assente. In particolare quando lo strato di lacca non è cotto a fondo questa tendenza è sensibile (per esempio in presenza della cera d'api e della benzina alla temperatura ordinaria); quando la lacca è cotta in misura normale, essa è minima.

Fig. 1 - *Qualche pezzo di filo smaltato normale dopo essere essere stato posto incrociato su di un incudine e schiacciato a colpi di martello. Lo strato di smalto non presenta scalfitture di sorta.*

Fig. 2 - *Perdite dielettriche (tg δ) misurate alla lunghezza d'onda di 200 metri, su due paia di fili isolati, di 0,5 mm. di diametro dell'anima, avvolte con un passo di 2,6 cm., in funzione dell'umidità relativa dell'atmosfera ambiente. I fili erano posti in apposito ambiente e vi erano lasciati fino a che le perdite fossero costanti e non erano tolti neppure per eseguire la misura.*
——— *Filo smaltato.*
- - - - - *Anima a doppia ricopertura di seta.*

Questo induce a rivestire i fili non in una sola volta ma ripetendo l'operazione per un certo numero di volte (da sei a trenta) fino ad arrivare allo spessore desiderato della lacca. Per arrivare a ciò il filo si fa uscire dall'alto del forno a muffola e si fa nuovamente passare nel recipiente contenente la lacca, e così di seguito.

L'impiego del filo smaltato si è generalizzato sempre più in questi ultimi 10 anni. Non solo il filo fine ed extrafine (fino a 25 micron di diametro del conduttore; il filo da 40 micron è molto impiegato nei trasformatori ad alta tensione) ma anche il filo di sezione grossa (per esempio di tre mm. di diametro) sono oggi impiegati dappertutto nei trasformatori, nei motori, nelle bobine, nei cavi e conduttori a debole intensità di corrente (installazioni telefoniche).

Nell'industria della radio (trasformatori, bobine, conduttori a fili isolati detti «Litz») questo prodotto regna sovrano mentre che in altri campi (motori, trasformatori) si vede costantemente esteso il suo impiego. Le ragioni di questo successo sempre crescente sono le seguenti:

a) Lo strato di smalto presenta una rigidità dielettrica elevatissima.

b) Lo strato di smalto possiede una grandissima resistenza elettrica e delle perdite elettriche poco elevate.

c) Lo smalto è una sostanza particolarmente impermeabile all'acqua.

d) Lo strato di isolante è particolarmente sottile.

e) Le proprietà meccaniche dello strato soddisfano a delle prescrizioni veramente severe.

f) Lo strato di smalto resiste bene agli agenti chimici.

Noi esamineremo dettagliatamente ciascuna di queste proprietà al fine di ottenere una visione il più completa possibile del prodotto: «Filo smaltato».

Fig. 3 - *Conduttore di grande sezione in «Litz», costituito da una treccia a 12 fasci. Ogni fascio è ricoperto da una calza di seta e comprende 90 fili di rame smaltato del diametro di 0,07 mm.*

1°) *Rigidità Dielettrica.*

La rigidità dello strato di smalto può essere considerata come particolarmente elevata; essa è notoriamente dell'ordine di 10_6 V. cm. per degli strati da 5 a 20 micron di spessore.

2°) *Resistenza d'isolamento e perdite dielettriche.*

Lo strato di smalto presenta una grandissima resistenza. A 1000 volts di tensione continua, su un filo smaltato di 0,5 mm. di diametro, tuffato in un bagno di mercurio [12] si trova più di 10 ohms quando lo strato di smalto è esente da difetti. Su un filo smaltato normale si ammette tuttavia qualche piccolo difetto su di una lunghezza di 10 metri. Questi difetti non sono in genere rappresentati da due punti senza smalto ma da due delle zone a tensione di perforazione particolarmente basse. Quando una tale zona si trova nel pezzo di filo immerso nel mercurio la scarica ha luogo molto al di sopra dei mille volts. Un'altra specie di difetti, che in determinati casi può influenzare la resistenza d'isolamento, si rileva immergendo il filo nell'acqua: appariranno alcune zone da prima invisibili, in cui la resistenza d'isolamento è più debole. Quanto detto però non vale che per i fili smaltati normali: sui fili a grande spessore di smalto (detti fili a doppio smalto). Questi difetti non si riscontrano per così dire. E' dunque per questa ragione più ancora che per la rigidità dielettrica elevata che va crescendo la richiesta dei fili isolati a doppio smalto. I piccoli difetti d'isolamento segnalati qui non hanno influenza alcuna quando si tratti di filo destinato all'avvolgimento delle bobine normali e dei trasformatori poichè il piccolo numero di questi esclude praticamente che due di essi possano trovarsi affacciati. E' possibile tuttavia che questi difetti giochino un ruolo importante in alcune applicazioni speciali, per esempio nelle bobine non impregnate utilizzate in ambienti umidi od in condutture a debole intensità di corrente (telefonia). Si evita ciò impiegando del filo con uno strato di smalto extraforte.

L'angolo di perdita dielettrica, misurato in frequenza, è debole (tg. $\delta = 0{,}015$) e conserva questo valore anche dopo un lungo soggiorno in climi tropicali o in luoghi umidi. Quando si misura l'angolo di perdita mantenendo il filo in ambiente con un dato grado di umidità relativa, questo angolo mostra un certo aumento con il grado di umidità dell'aria. La figura 2 dà un'idea molto chiara delle vantaggiosissime proprietà di questa materia nei riguardi della seta.

Dei fili a doppio rivestimento di seta e dei fili smaltati, ambedue di 0,5 mm. di diametro erano stati avvolti per questa prova con un passo di 2,6 cm. La costante dielettrica è di circa 3,2 valore relativamente basso, ciò che è vantaggioso per le applicazioni in radiotelefonia.

3°) *Spessore d'isolamento - Fattore di utilizzazione.*

Lo spessore straordinariamente ridotto dello strato di lacca del filo smaltato, offre nel campo radio dei vantaggi considerevoli. Il fattore di utilizzazione, essendo questo fattore la percentuale della sezione di una bobina ultimata occupata dal rame, è attualmente una direttiva importante per il costruttore vista la tendenza a realizzare gli apparecchi radioelettrici con un ingombro minimo.

Il fattore di utilizzazione è evidentemente funzione del tipo di avvolgimento e arriva ad un massimo per l'avvolgimento a spire regolari assolutamente affiancate, questo massimo non dipendendo più che dallo spessore dell'isolante.

Gli spessori normali (unificati nella maggior parte dei paesi) degli isolanti per i fili più impiegati sono dell'ordine di 12 micron per i diametri fino a 300 micron e arrivano a 21 micron per i diametri di 1000 micron. Un'utilizzazione speciale del filo fine smaltato è la fabbricazione del filo diviso, noto comunemente sotto il nome di «filo Litzendraht» impiegato nei circuiti alta frequenza. Questi fili sono costituiti da un grande numero di fili fini messi in parallelo ed isolati fra di loro, sono utilizzati soprattutto là dove la presenza di sezioni massicce darebbe luogo a delle perdite troppo intense dovute alle correnti di Foucault. In rapporto al fatto che si tratta di impiegare dei fili fini di qualche decina di micron solamente, è chiaro che solo il filo smaltato permette in questo caso di arrivare ad un fattore di utilizzazione conveniente.

M. G. F.

(continua)

ONDE ULTRACORTE

di AMEDEO BONANNO

Continuazione. Vedi numero 14

LE LINEE

Le realizzazioni che presenteremo sotto questo titolo riguardano naturalmente i soli casi in cui vengono impiegate come circuiti oscillatori; per le linee di alimentazione ad A.F. di aerei, ce ne occuperemo separatamente senza per altro entrare in troppi dettagli per evitare di tediare il lettore con una trattazione troppo specificamente professionale ed anche perché a queste frequenze l'organo d'irradiazione è quasi sempre vicinissimo allo stadio di uscita del trasmettitore ed evita l'impiego di bobine e capacità necessarie per correggere la fase dell'energia trasmessa.

Quando viene impiegata una linea a quarto d'onda od a mezza onda come circuito accordato, anche nel caso in cui la frequenza non debba essere mai più variata, occorre per la regolazione del trasmettitore poter aggiustare la lunghezza effettiva o quella apparente della linea, cioè variare in modo conveniente rispettivamente il tratto sede di oscillazioni o la capacità su cui sono chiusi i suoi estremi a ventre di tensione, poichè nessun calcolo potrebbe mai fissare con esattezza assoluta le dimensioni meccaniche necessarie per ottenere una determinata frequenza.

I sistemi di regolazione della frequenza di una linea modificandone la lunghezza sono vari, il più semplice è certamente quello costituito da un ponticello che spostandosi delimita il tratto di linea sede di oscillazioni e può essere costituito da un conduttore o da una capacità a seconda che si voglia oppure no, che i due bracci della linea siano isolati alla corrente continua.

L'isolamento corrisponde al caso di un circuito oscillatore monovalvolare, il collegamento conduttivo a quello di un circuito simmetrico.

Cominciamo ad esaminare il caso di una linea bifilare; la più semplice soluzione consiste certamente nello spostare a mano il cavallotto di corto circuito dei due rami, con successivi colpi che si possono praticare con una bacchetta isolante.

Nella fig. 27 è mostrata alla scala 1 : 6 la realizzazione pratica dell'oscillatore della fig. 16; la linea è costituita da due tubi di rame argentato da 18 mm. sostenuti agli estremi da quattro isolatori in kalite, la valvola 834 è incassata nello chassis di alluminio e le spine che costituiscono gli estremi del filamento vanno ad alloggiarsi in due boccole saldate a due piastre isolate dalla massa da uno strato di mica, ad esse giunge la tensione di accensione attraverso due choke che costituiscono un'armatura della capacità di disaccoppiamento del filamento.

L'altra armatura è rappresentata dallo chassis cioè dalla massa, nessuna capacità può quindi essere più antinduttiva di questa e noi ne faremo spesso uso nei montaggi che descriveremo.

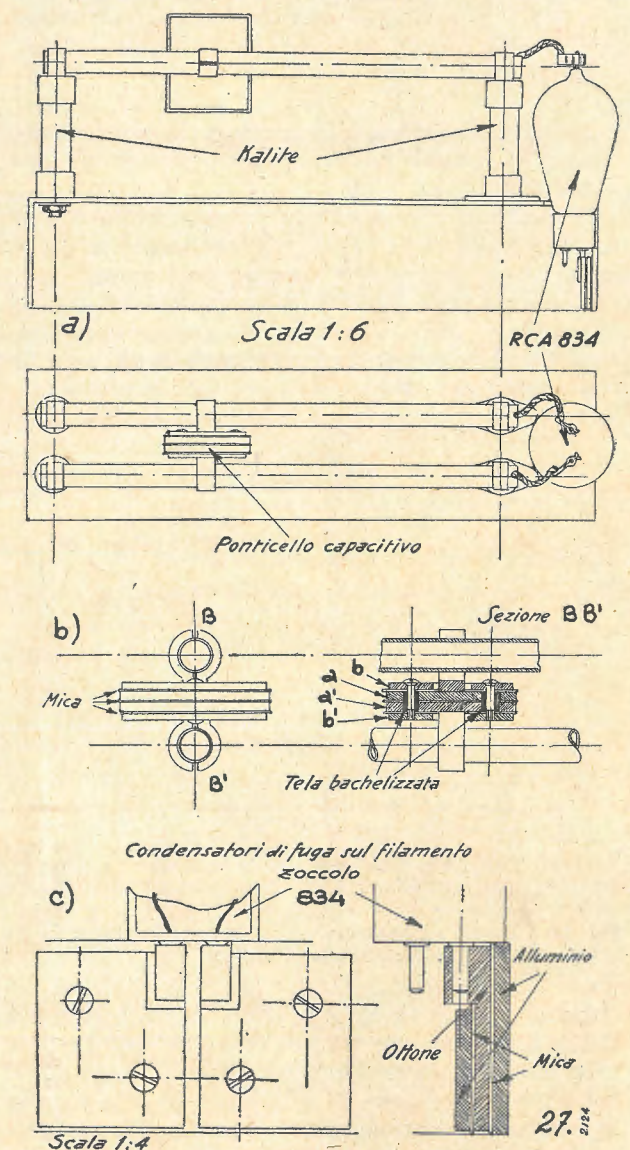



Fig. 27 - a) Realizzazione pratica dell'oscillatore dello schema di fig. 16. — b) Ponticello capacitivo. — c) Le capacità di fuga agli estremi del filamento.

Un semplice calcolo può dare l'idea di quanto debba essere piccola la capacità necessaria.

Prendiamo pe resempio una capacità di 100 micromicrofarad ed osserviamo l'impedenza che es-

sa presenta ad una lunghezza d'onda di 3 metri.

$$z = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi fC} = \frac{1}{2\pi\cdot 100\cdot 10^{6}\cdot 100\cdot 10^{-12}} \cong 16 \ ohm$$

Quindi impedenza piccolissima ed occorre osservare che comunemente si possono realizzare delle capacità di 400 ÷ 500 micromicrofarad senza ricorrere a nessuno speciale accorgimento cioè seguendo una costruzione in tutto simile a quella mostrata in *c*).

Come s'intuisce lo spessore dell'isolante interposto nel condensatore è fissato solo dalla differenza di potenziale a cui si troveranno sottoposte le armature del condensatore durante il lavoro; nel caso del filamento è sufficiente 2/10 mm., occorre però fare attenzione che nel montaggio non si verifichi che rimane qualche granello di limatura poichè questo nel serrare l'armatura forerebbe l'isolante mettendo in corto circuito la capacità.

Lo scopo della valvola incassata è solo di diminuire la lunghezza dei supporti isolanti che sostengono la linea.

Gli isolatori sono costituiti da bacchette che si capsulano agli estremi per rendere possibile il fissaggio degli organi che devono sostenere.

Dato l'estrema durezza della kalite che non è lavorabile in alcun modo, questa rappresenta una buona soluzione per impiegare uno degli isolanti a più basse perdite.

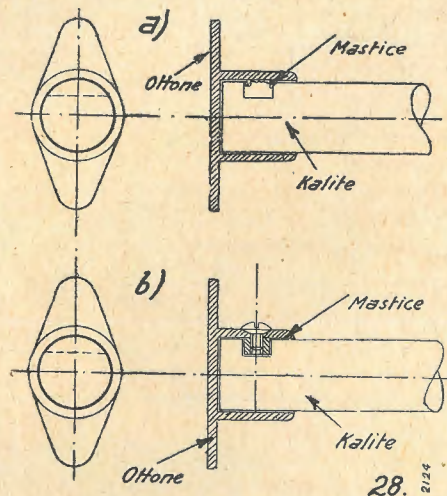
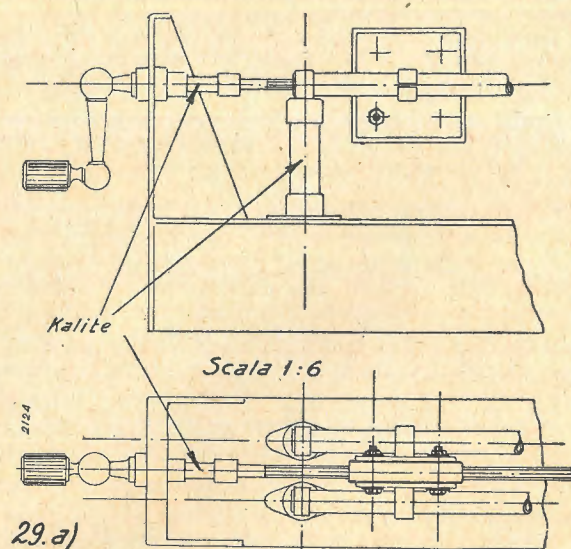



Fig. 28 - Metodi di fissaggio di un fondello metallico ad un cilindretto in Kalite.

La fig. 28 dà in *a*) la sezione di un estremo a cui si è fatta aderire con del mastice una capsula metallica che serve d'intermedio all'isolante per il fissaggio allo chassis ed alla linea, in *b*) è fornita invece una soluzione che permette d'impiegarla anche a torsione con sicurezza, poichè una spina, che può essere costituita anche da una vite, va ad alloggiarsi nella scanalatura di cui è provvista.

Si noti che la kalite per la sua robustezza meccanica può essere impiegata con sicurezza per alberi di condensatori variabili od in altri casi simili, mentre che la frequenza che può esservi sostituita per le qualità elettriche non resiste alle medesime condizioni meccaniche.

Il collegamento della valvola alla linea è costituito da due trecciole di rame che portano ad un estremo i clips autocostruiti.

Se non sarà prevista una corrente d'aria a mezzo di un ventilatore e la valvola sarà portata a lavorare al limite massimo della sua dissipazione anodica, sarà bene prevedere la saldatura ad ottone o meglio ancora ad argento della trecciola, poichè, impiegando lo stagno per la notevole temperatura comunicata attraverso i collegamenti di tungsteno degli elettrodi, si correrebbe molto pericolo di vederlo fondere con conseguenti danni per la valvola sia a causa del metallo allo stato fuso che cade sull'ampolla di vetro, sia per il fatto che venendo a mancare un contatto le correnti assorbite salgono di colpo a valori fortissimi e se non è previsto un fusibile sull'alimentazione si esaurisce sicuramente la valvola.

La fig. 27 dà *a*) il particolare del ponticello capacitativo alla scala 1 ÷ 4; i due anelli tagliati secondo una generatrice per avere la necessaria elasticità e quindi adesione ai tubi di rame sono saldati od avvitati solidamente alle due piastre di rame *a, a'*, che sono tenute insieme dalle altre due piastre *b, b'*, che nello stesso tempo raddoppiano la capacità complessiva del ponticello essendo collegate fra loro da due viti che hanno lo scopo di serrare il pacco.

Le piastre di rame *a, a'*, sono forate per il passaggio delle viti tenute in centro da un rivestimento costituito da due tubetti isolanti, onde evitare pericoli di cortocircuito, gravi in questo caso perchè si manderebbe l'alta tensione sulla griglia.

L'isolante interposto fra le placche è mica, di spessore conveniente alla tensione continua che si deve usare, può essere usato anche qualsiasi altro isolante poichè le perdite non contano essendo un punto a nodo di tensione quello dove questa capacità viene impiegata.

Nella fig. 29 mostriamo una soluzione più perfetta del problema di variare la lunghezza della linea, ottenuta impiegando una vite comandata da una manovella la cui rotazione viene quindi a comandare lo spostamento del ponticello.

Abbiamo visto che in un circuito monovalvolare per effetto della disuguaglianza delle capacità placca filamento e griglia filamento il punto centrale del cavallotto di corto circuito non corrisponde esattamente al nodo di tensione. (*Antenna*, pag. 73, N. 3, 1939) e che qualunque messa a terra di questo punto può significare introdurre una perdita di grande entità che è necessario evitare.

Questo squilibrio anche se in grado minore si verifica anche nei circuiti simmetrici per effetto di una non esatta uguaglianza delle valvole e per quelle piccole imprecisioni di montaggio difficilmente eliminabili anche nelle esecuzioni più accurate.

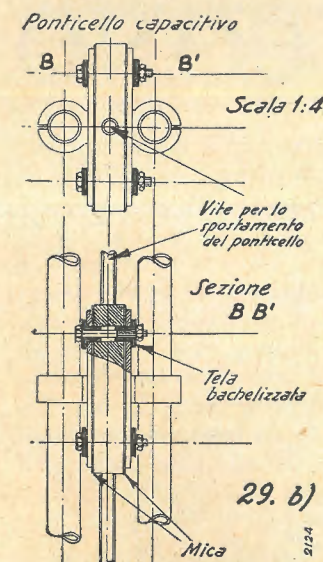



Fig. 29 - a) Variazione delle lunghezze di una linea mediante una vite comandata da una manovella. — b) Il ponticello capacitivo che cortocircuita la linea.

Occorre quindi isolare il comando del ponticello scorrevole ed eventualmente compensare lo squilibrio mediante una o due piccolissime capacità regolabili, che verranno variate fino ad ottenere che nessuna potenza venga ad essere assorbita ponendo a massa il punto centrale del corto circuito.

Ciò è ottenuto verificando le correnti di griglia o di placca delle valvole ed assumendo per buona la condizione dei compensatori a cui facendo detto collegamento non si verifica alcuna variazione delle correnti assorbite.

In pratica si adotta solo la prima soluzione che è rappresentata dalla fig. 29, e si trascura la seconda.

La manovella per effetto della sua rotazione fa girare un asse di cui un tratto è costituito da un cilindretto di kalite ed un altro da un'asticciola filettata che va ad avvitarsi nella parte centrale del condensatore.

Poichè da un lato una bussola trattiene ogni spostamento rettilineo dell'asse, la sua rotazione ha per effetto di spostare la capacità che costituisce il ponticello.

Nella stessa figura in *b*) ne possiamo vedere il particolare alla scala 1 : 4; la parte centrale assume dimensioni maggiori per la ragione che deve permettere una filettatura che servirà a comandare lo spostamento, la maggiore superficie delle lamine è giustificata dalla necessità di mantenere una certa capacitaà, dato che mentre nel caso precedente anche il sistema d'impaccaggio permetteva di aumentarne il valore, in questo caso, non volendosi aumentare lo spaziamento della linea per unire le lamine si è costretti ad usare un altro sistema che non permette quella possibilità.

Ogni foglio di mica in questo caso dovrà però essere previsto per una tensione metà di quella totale.

Le due lamine estrema, che portano gli anelli di scorrimento sui tubi, sono collegate fra loro da quattro bulloncini ,isolati dalle piastre e trattenuti in centro al blocco centrale da ranelle di tela bachelizzata od altro materiale isolante, che non si rompa per effetto della compressione.

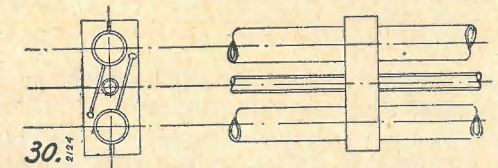



Fig. 30 - Ponticello conduttore.

Consideriamo ora il caso di un ponticello conduttore, anzichè capacitivo; la sua realizzazione è estremamente semplice ,inoltre offre la possibilità di ottenere con dei tagli praticati secondo quanto si può vedere in fig. 30 una maggiore elasticità del contatto con il tubo rispetto al ponticello precedente.

In quanto al materiale impiegabile sarà sempre meglio dare la preferenza al bronzo fosforoso, altrimenti si può ricorrere all'ottone, il rame per la sua attitudine a conservare in modo permanente le deformazioni impresse non è consigliabile.

In tutti i casi l'argentatura del pezzo finito sarà indispensabile.

In queste realizzazioni si può notare che per effetto dello spostamento del corto circuito il tratto di linea utile è variato entro limiti che possono essere anche abbastanza estesi.

Il tratto di linea utilizzato rimane pertanto accoppiato al precedente magneticamente ed elettricamente per effetto dell'induttanza del tratto di conduttore.

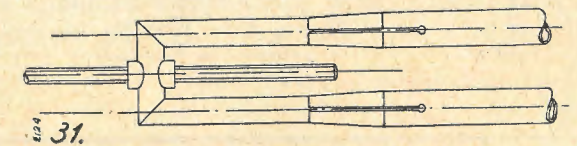



Fig. 31 - Particolare di una linea canocchiale.

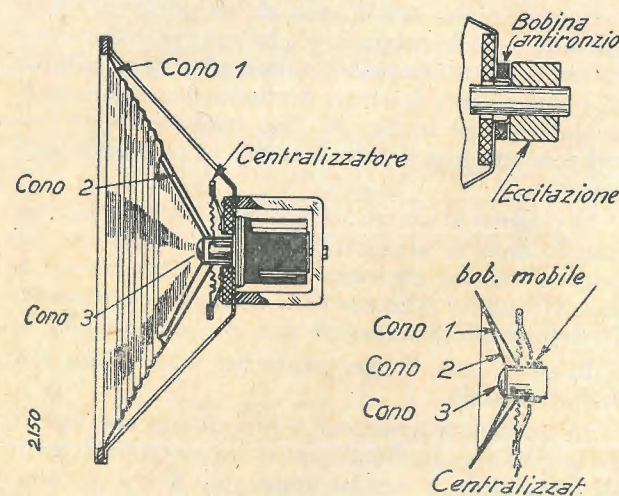
Le oscillazioni che vi hanno sede e le complicate riflessioni che si determinano possono pertanto disturbare gravemente nel caso di un amplificatore od anche per un semplice oscillatore, quando il tratto inutilizzato comincia a diventare un sottomultiplo della fondamentale, spesso quindi ed in special modo negli stadi di amplificazione si ricorre all'adozione di linee a cannocchiale ot-

tenute costruendole in due parti di sezione diversa rientranti una dentro l'altra a mezzo di un comando a vite.

La fig. 31 mostra una di queste linee, il tubo di diametro maggiore, costruito in bronzo fosforoso con pareti sottili, onde avere una maggiore elasticità, è sezionato per un lungo tratto secondo quattro generatrici, inoltre termina là dove riceve quello di diametro minore con un bordo quasi tagliente.

Il punto debole di questo sistema è appunto costituito dal contatto fra le superfici dei due tubi, quindi oltre agli accorgimenti esposti, si dovrà curare una precisa legivatura e finitura delle parti nonchè un'ottima argentatura; lo scorrimento dovrà essere dolcissimo.

ALTOPARLANTE A TRIPLO CONO

In una delle ultime serie dei radioricevitori e radiofonografi della casa americana RCA VICTOR, si trova un nuovo tipo di altoparlante particolarmente interessante sia per la sua costituzione sia per le ottime caratteristiche da esso possedute.

L'altoparlante detto « a triplo cono », è del tipo elettrodinamico e si compone essenzialmente di tre altoparlanti riuntii in un solo complesso. Il primo è costituito, alla maniera classica, da un grande cono di carta parzialmente ondulato, del diametro di circa 30 cm. Esso non ha niente di speciale e serve a riprodurre le frequenze acustiche che vanno da 50 a 4500 Hz. Il secondo cono, di diametro più piccolo del primo ,esattamente di 12 cm., è collegato solidalmente all'apice del cono maggiore, ed è sostenuto da questo al suo bordo, elasticamente. Questo cono serve a riprodurre la gamma di frequenze che va da 4500 a 8000 Hz. Il terzo cono è costituito da un cappelletto in alluminio del diametro di circa 25 mm., che è situato all'apice dei due altri coni. Lo scopo di questo terzo cono è di fornire contemporaneamente un elemento risuonante a frequenza leggermente superiore a quella riprodotta dal secondo cono, e di stabilire una caratteristica a taglio ripido della risposta per frequenze superiori ai 10.000 Hz.

Secondo il costruttore i risultati ottenuti da questo altoparlante sono molto lusinghieri, e nettamente superiori a quelli che si possono ottenere con altoparlanti a cono unico; le gamme di frequenza alle quali rispondono isolatamente i tre coni si fondono perfettamente dando luogo ad una caratteristica di risposta che è praticamente lineare da 50 a 9000 Hz.

Nella figura qui accanto è stato schematicamente rappresentato l'altoparlante a triplo cono. Si noti che il centralizzatore è costituito da un disco di carta ondulata, a differenza di quanto viene fatto negli altri altoparlanti. Sempre secondo il costruttore, questo tipo di centralizzatore permette fortissime escursioni al complesso mobile; cioè l'altoparlante può portare, senza generare distorsione di ampiezza, potenze sensibilmente maggiori a parità di eccitazione e di peso del complesso mobile.

Corso Teorico-pratico elementare di Radiotecnica

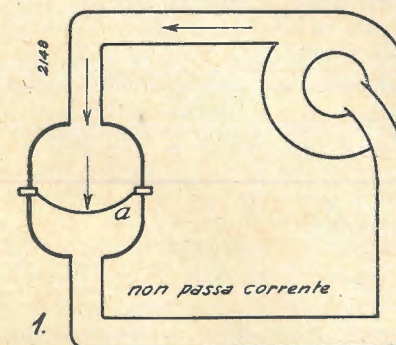
Vedi numero precedente

2145-6

XVII

di G. Coppa

La capacitá e la corrente alternata

Abbiamo da tempo appreso che un condensatore è costituito da due armature metalliche piane affacciate fra loro e separate da uno strato sottile di isolante il quale, oltre che a compiere la funzione di isolante, può servire anche ad aumentare convenientemente la capacità del condensatore, a seconda della sua costante dielettrica.

Quando le armature di un condensatore siano poste a contatto rispettivamente con i due poli di una sorgente di corrente continua, da quest'ultima verso le prime si ha un passaggio di cariche che cessa non appena il condensatore si è caricato ossia quando le armature hanno la stessa d. d. p., fra di esse, che si riscontra ai capi della sorgente.

Da tale punto in avanti, nel circuito così costituito cessa di circolare corrente ed il condensatore, agli effetti del circuito, può considerarsi come una interruzione.

Il condensatore ha però ben altro comportamento se in luogo di essere inserito fra i capi di una sorgente di corrente continua viene applicato fra i capi di una sorgente a corrente alternata.

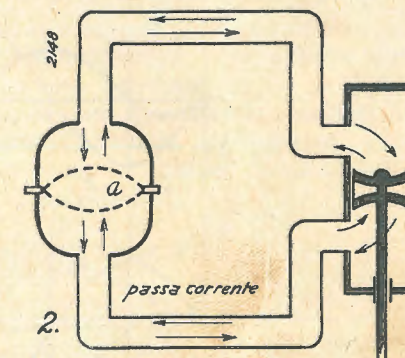
In questo caso, siccome ad ogni semiperiodo la polarità della sorgente si inverte, passando per lo zero, è evidente che vi sarà, in un primo momento una corrente di carica del condensatore, indi, quando la tensione si aprossima allo zero, vi sarà una corrente diretta in senso opposto dovuta alla scarica del condensatore, infine si formerà una corrente di carica dovuta alla d.d.p. invertita, corrente che sarà diretta in senso opposto a quello della carica precedente, e così via.

Inserendo dunque un ampèrometro per corrente alternata in serie al condensatore, esso segnerà passaggio di corrente alternata in modo permanente.

Il condensatore che si comporta come una interruzione rispetto alla corrente continua, diviene conduttore quando è inserito in circuito a corrente alternata ed offre una resistenza apparente che dipende dal valore della capacità e dalla frequenza della corrente alternata. Questa resistenza apparente è detta « *Reattanza capacitiva* » o « *Capacitanza* »; di essa ci occuperemo fra breve.

Ad illustrare meglio la ragione del diverso comportamento del condensatore a seconda che si tratti di corrente continua od alternata, servono gli esempi idraulici illustrati dalle figg. 1 e 2.

In fig. 1 si vede come la membrana elastica *a*, sospinta dalla pressione unidirezionale di una pompa centrifuga, si tende in un senso e poi rimane immobile bloccando il passaggio della corrente, in fig. 2 si vede come tale membrana, potendo venire sospinta alternativamente nei due sensi, permette la formazione di una corrente liquida persistente e diretta alternativamente nei due sensi.

Convenuto che la corrente elettrica è costituita dal passaggio di « quanti » di elettricità ossia da elettroni, che questi « quanti » sono negativi e che la « negatività » della carica di un corpo è dovuta all'eccedenza di elettroni

e la « positività » è dovuta a deficienza degli stessi, passiamo a considerare ciò che avviene di un corpo, inizialmente neutro, avente una certa capacità elettrica, quando venga connesso ad un generatore di corrente alternata.

1) *Il generatore va da un potenziale nullo ad un potenziale negativo massimo.*

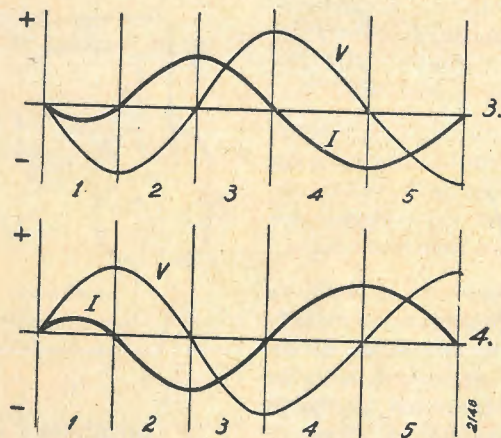
Si formerà allora una corrente di elettroni che dalla sorgente va al corpo e tende a conferirgli una carica negativa.

Questa corrente si annullerà quando il corpo avrà assunto lo stesso potenziale massimo del generatore.

2) *Il generatore va dal massimo potenziale negativo a potenziale nullo.*

Si formerà allora una corrente di scarica (o di restituzione di elettroni) dal corpo alla sorgente, diretta in senso opposto alla precedente, che sarà massima quando la sorgente non si opporrà più, con il suo potenziale, alla scarica del corpo, ossia quando il generatore è a potenziale nullo.

3) *Il generatore va da potenziale nullo al massimo potenziale positivo.*

Si avrà allora una corrente di elettroni che dal corpo va alla sorgente (attratti dal potenziale positivo di questa) tendendo in tale modo il corpo a divenire positivo. Questa corrente è quindi diretta nello stesso senso della precedente e viene a costituire la continuazione della medesima, si annullerà evidentemente quando corpo e sorgente avranno raggiunto lo stesso massimo potenziale positivo.

4) *Il generatore va dal massimo potenziale positivo a potenziale nullo.*

Il corpo, trovandosi all'inizio di questa fase a potenziale positivo massimo (massima deficienza di elettroni), dovrà acquistare elettroni, che assorbirà dalla sorgente, per assumere potenziale nullo ossia lo stato neutro.

Si avrà dunque una corrente di elettroni diretta dalla sorgente al corpo, diretta in senso inverso a quella della fase precedente, il cui valore, che era nullo all'inizio della fase, andrà crescendo.

5) *Il generatore va da potenziale nullo a potenziale massimo negativo.*

Il corpo, trovandosi all'inizio della fase a potenziale nullo e dovendo assumere (essendo connesso al generatore) potenziale negativo, assorbirà elettroni dalla sorgente con una corrente che sarà inizialmente massima ed andrà gradatamente diminuendo sino ad annullarsi quando il suo potenziale negativo sarà uguale a quello del generatore.

6) *La fase N. 6 si trova nelle stesse condizioni della N. 2.*

7) *La fase N. 7 si trova nelle stesse condizioni della N. 3.*

8) *La fase N. 8 si trova nelle stesse condizioni della N. 4 ecc.*

Essendo convenuto che la corrente debba considerarsi il contrario di quello che effettivamente è, cioè positiva e diretta nel senso opposto a quello del movimento degli elettroni, la grafica N. 4 mostra l'andamento della corrente convenzionale ed è evidentemente l'inversa della N. 3. Dalla osservazione di tale figura si rileva subito che i minimi di corrente corrispondono ai massimi di tensione ed i massimi di tensione ai minimi di corrente. La sinusoide della intensità di corrente è simile a quella del potenziale, ma la precede di 1/4 di periodo ossia di 90°.

Se invece di un corpo, collegato con un solo polo del generatore si tratta di due corpi collegati rispettivamente ai due poli di esso, in detti corpi si svolgono fenomeni simmetrici. Se detti due corpi sono le armature di un condensatore, allora la capacità da considerarsi è quella del condensatore.

Reattanza di capacità o capacitanza

E' stata a suo tempo definita intensità I di corrente, in un conduttore, il rapporto fra la quantità Q di elettricità che passa nel conduttore ed il tempo t impiegato nel passaggio:

(1) $I = \dfrac{Q}{t}$ dove I è l'intensità media.

Quando si collega un condensatore ai due capi di un generatore a corrente continua, dal generatore al condensatore deve andare una quantità Q di elettricità il cui valore è esattamente espresso da $Q = C\,V$. Se sostituiamo a Q il suo valore $C\,V$, la (1) diventa:

$$(2) \qquad I = \frac{C\,V}{t}$$

Ciò dice che, più rapida sarà sarà stata la carica, maggiore sarà stata l'intensità di carica e viceversa.

Vediamo che accade sostituendo al generatore di corrente continua un generatore di corrente alternata.

Ad ogni semiperiodo, il potenziale va da $+V$ mass. a $-V$ mass., si compie dunque una variazione di 2 V mass. ad ogni semiperiodo la cui durata è di $\dfrac{1}{2f}$ di secondo (se f è la frequenza).

In corrente alternata, la (2) diventa. allora:

$$I \text{ med.} = \frac{C\,2\,V \text{ mass.}}{\dfrac{1}{2f}} = 4fCV \text{ mass.}$$

Volendo sostituire a V mass. il suo valore efficace, bisognerà moltiplicare per $\sqrt{2}$ (essendo il val. mass. = val. eff. $\sqrt{2}$).

La (3) diventa allora:

$$(4) \qquad I \text{ med.} = 4fCV \text{ eff.} \sqrt{2}$$

E se il valore di I si vuole esprimere col valore efficace (essendo: valore medio $= \dfrac{2}{\pi}\sqrt{2}$ val. eff.), bisognerà dividere per tale coefficiente il valore della (4), essa diventa allora:

$$(5) \; I \text{ eff.} = \frac{4\,fC\,V_e\,\sqrt{2}}{\dfrac{2}{\pi}\sqrt{2}} = 2\pi fCV \text{ eff.}$$

Aboliremo la scrittura « eff. » perchè sottintesa quando si parla di corrente alternata.

Dalla espressione (5), deriva la seguente:

$$\frac{V}{I} = \frac{1}{2\,\pi f C}$$

Se al secondo membro dell'eguaglianza si sostituisse una R, ci troveremmo evidentemente di fronte alla legge di Ohm.

La scrittura $\dfrac{1}{2\pi f C}$ ossia $\dfrac{1}{\omega C}$ (essendo ω pulsazione $= 2\pi f$) indica dunque la resistenza apparente offerta dal condensatore alla corrente alternata ossia la « reattanza capacitiva » o « capacitanza » e si misura in ohm.

Per la reattanza capacitiva si usa la lettera X, alla quale si può aggiungere un indice c per distinguerla da quella induttiva:

$$Xc = \frac{1}{2\pi f C}$$

ossia

$$Xc = \frac{1}{\omega C}$$

dove Xc si misura in ohm e C si misura in Farad.

Riepilogando, si stabilisce che il comportamento di un condensatore in un circuito a corrente alternata è, in un certo senso, uguale ed opposto a quello di un avvolgimento induttivo.

a) Crescendo la capacità diminuisce la capacitanza e cresce la intensità di corrente.

b) Crescendo l'induttanza cresce la reattanza e diminuisce la intensità di corrente.

c) Crescendo la frequenza diminuisce la capacitanza e cresce l'intensità di corrente.

d) Crescendo la frequenza aumenta la reattanza induttiva e diminuisce l'intensità di corrente.

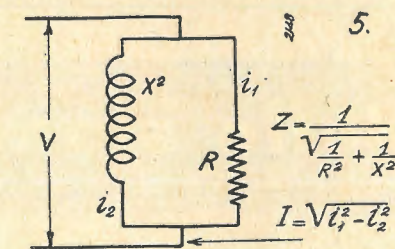
e) L'intensità di corrente che percorre un condensatore è di 90° in anticipo di fase sulla tensione applicata ai suoi capi.

f) L'intensità che percorre un avvolgimento induttivo è di 90° in ritardo di fase sulla tensione applicata ai suoi capi.

Impedenza

L'« Impedenza » è l'ostacolo complessivo offerto da un circuito o da un complesso di organi al passaggio della corrente alternata.

Sotto questo punto di vista, impedenza può essere chiamata anche la resistenza o la reattanza induttiva o capacitiva. Questi sarebbero però i casi-limite.

Più comunemente, con impedenza si intende l'ostacolo offerto da circuiti misti di induttanze, e resistenze; capacità e resistenze, capacità induttanze e resistenze.

L'induttanza, come la resistenza e le reattanze viene misurata in ohm.

Oltre al significato di cui abbiamo parlato, il termine « impedenza » ne ha un altro nel linguaggio comune.

Viene cioè attribuito il nome di « impedenza » ad un avvolgimento induttivo qualsiasi che venga introdotto in un circuito per ostacolare il passaggio di correnti o di componenti alternate. E' però assai più corretto usare in tale caso il termine « avvolgimento d'arresto ». Per chiarire il concetto di impedenza può valere l'esempio seguente:

Se in parallelo ad un avvolgimento induttivo, si dispone una resistenza e fra gli estremi del parallelo così costituito si applica una d. d. p. alternata (fig. 5) posto che R sia la resistenza ed X_L sia la reattanza induttiva e V sia la d. d. p. alternata, è chiaro che mentre nella resistenza scorrerà una corrente: $i_1 = \dfrac{V}{R}$, nell'avvolgimento induttivo scorrerà una corrente: $i_2 = \dfrac{V}{X_L}$.

Nel circuito del generatore scorrerà dunque una corrente composta dall'insieme di i_1, e i_2.

Queste due componenti, non sono però in fase (perchè i_2 è in ritardo di fase di 90° rispetto ad i_1). La corrente risultante è dunque calcolabile mediante la composizione vettoriale e, essendo i vettori sfasati di 90°, mediante il teorema di Pitagora (vedere numero precedente).

Avremo dunque:

$$I = \sqrt{i_1^2 + i_2^2}$$

Evidentemente, il valore di I non è uguale nè a quello di i_1 nè a quello di i_2 e nemmeno alla somma dei due.

Se ora si divide la tensione V per l'intensità complessiva I si troverà il valore dell'ostacolo complessivo Z.

$$= \frac{V}{I} \text{ ossia } Z = \frac{V}{\sqrt{i_1^2 + i_2^2}}$$

Potrebbe essere questo un metodo per calcolare l'impedenza di due o più organi disposti in circuito a corrente alternata, tuttavia vi sono altri metodi che permettono di calcolare l'impedenza senza ricorrere al calcolo delle intensità.

Si tratta di sistemi derivati da quello citato ma più semplici.

Nel caso citato, il valore della impedenza Z si sarebbe potuto calcolare nel seguente modo:

$$Z = \frac{1}{\sqrt{\left(\dfrac{1}{\times L}\right)^2 + \left(\dfrac{1}{R}\right)^2}}$$

Come si vede, questa è la formola usata per il calcolo dei paralleli con la differenza che il valore della reattanza e della resistenza dei rispettivi rami è portato sotto segno di radice ed elevato al quadrato.

Il ragionamento per dimostrare l'identità di procedimento è il seguente.

Ammettiamo che la sorgente dia una d. d. p. di 1 Volt.

Evidentemente l'intensità nei due rami è $\frac{1}{X_L}$ e $\frac{1}{R}$; l'intensità risultante è

$$\sqrt{\left(\frac{1}{X_L}\right)^2 + \left(\frac{1}{R}\right)^2}$$

e l'impedenza (che si ha dal rapporto fra la tensione V che è 1 Volt e l'intensità complessiva) sarà:

$$Z = \frac{1}{I} \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{X_L}\right)^2 + \left(\frac{1}{R}\right)^2}}$$

Che poi la tensione sia diversa da 1 volt. Ciò non avrà alcuna importanza sul valore dell'impedenza la quale è sempre uguale a se stessa per qualunque tensione.

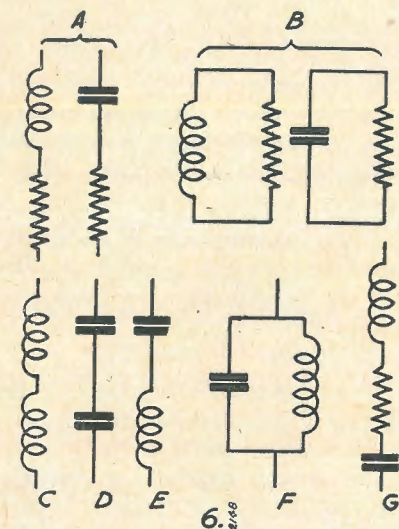
Non staremo qui a rifare il ragionamento nei casi di combinazioni diverse e lo lasceremo fare invece al lettore.

In generale, l'impedenza risultante di una *reattanza e di una resistenza in serie* (fig. 6A) si ha, dal teorema di Pitagora, assumendo il valore della reattanza e quello della resistenza come cateti e cercando il valore dell'ipotenusa .

$$Z = \sqrt{X^2 + R^2}$$

Quando la *reattanza e la resistenza sono in parallelo* (fig. 6B) allora si fa uso della formola:

$$Z = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{X^2} + \frac{1}{R^2}}}$$

Quando due o più reattanze induttive sono in serie fra loro (fig. 6C), essendo le correnti che le percorrono in fase fra di loro ed entrambi sfasate dello stesso angolo rispetto alla tensione, la impedenza è data dalla somma aritmetica delle due

$$Z = X_1 + X_2 + \ldots\ldots$$

Analogamente se trattasi di due o più reattanze capacitive (fig. 6D). Quando invece si *trovano in serie* una reattanza capacitiva ed una induttiva, allora essendo le correnti rispettive sfasate di 90°, la impedenza è data dalla differenza fra le reattanze componenti (fig. 6E).

Quando una *reattanza capacitiva ed una induttiva* sono in parallelo, l'impedenza è data dalla formola dei paralleli, ma usando il segno — al posto del segno +.

Infine, quando *una reattanza capacitiva, una reattanza induttiva ed una resistenza sono in serie*, si fa la differenza delle reattanze e tale differenza, considerata come reattanza semplice, si compone con la resistenza (teorema di Pitagora).

Dei casi di combinazione fra reattanze induttive e capacitive ci occuperemo ampiamente al prossimo numero.

Rassegna della stampa tecnica

GENERAL RADIO EXPERIMENTER

Ott. Nov. 1938

D. B. SINCLAIR — Il modello per alte frequenze del condensatore di precisione.

Da molti anni i condensatori di precisione General Radio sono stati usati in qualità di attrezzatura basilare nei laboratori di tutto il mondo. La robustezza, la stabilità e la precisione di questi condensatori li hanno resi di impiego fondamentale in tutte le specie di misure, per le quali sia richiesta una capacità variabile con continuità.

Le caratteristiche principali che hanno portato alla generale adozione del condensatore di precisione della General Radio, sono essenzialmente la eccellente costruzione meccanica, ed il noto basso valore delle perdite ad audio e relativamente basse radiofrequenze.

In questi ultimi tempi lo sviluppo della tecnica delle misure a frequenze molto elevate ha portato all'uso di questo condensatore in campi di frequenze superiori a quelli per i quali era stato progettato. In dette condizioni si hanno errori dovuti alla presenza di parametri indesiderati. E' stato perciò creato un nuovo tipo di condensatore variabile, il 722-N, il cui uso può essere esteso fino a frequenze dell'ordine dei 30 MHz.

Parametri residui.

I parametri elettrici residui che si hanno in un condensatore variabile ad aria e che fanno variare il suo comportamento in funzione della frequenza sono:

1) componenti resistive corrispondenti alle perdite nel metallo ed alle parti di dielettrico solido del condensatore,

2) induttanza prodotta dal campo magnetico creato dalle correnti che percorrono la struttura metallica.

In fig. 1 viene rappresentato un circuito equivalente che corrisponde al condensatore variabile ad aria.

R, *G* ed *L* rimangono costanti al variare della capacità *C*. In funzione della frequenza invece, l'induttanza *L* rimane costante, la conduttanza *G* aumenta linearmente colla frequenza, ed a frequenze elevate la resistenza *R* aumenta approssimativamente colla radice quadrata della frequenza.

Effetti dei parametri residui.

L'induttanza residua *L* introduce in serie al condensatore una componente reattiva positiva, che diminuisce il valore effettivo della reattanza negativa ai terminali. L'effetto della induttanza consiste pertanto nell'aumentare la capacità terminale di un valore che aumenta col diminuire della reattanza capacitiva e coll'aumentare della reattanza induttiva. L'errore per conseguenza aumenta sia con la frequenza sia con la capacità del condensatore. La capacità effettiva ai terminali segue la legge

$$C_e = \frac{C}{1 - \omega^2 L C}$$

Fig. 1 - *In questo circuito la resistenza* R *corrisponde alle perdite nelle parti metalliche del condensatore; la conduttanza* G *corrisponde alle perdite nel dielettrico solido del condensatore; l'induttanza* L *corrisponde al flusso magnetico creato dalle correnti nelle parti metalliche del condensatore. La capacità* C *è quella statica del condensatore.*

La conduttanza *G* produce una componente dissipativa nell'impedenza terminale. Poichè la conduttanza aumenta linearmente colla frequenza il fattore di perdita corrispondente

$$D_G = \frac{G}{\omega C}$$

è costante al variare della frequenza e per ogni posizione del condensatore.

La resistenza *R* aggiunge una componente ulteriore di perdita all'impedenza terminale. Il fattore corrispondente

$$D_R = R \omega C$$

è in genere trascurabile fino a frequenze alle quali l'effetto di pelle nelle parti metalliche è essenzialmente completo. A frequenze maggiori la resistenza *R* aumenta colla radice quadrata della frequenza ed il fattore di perdita aumenta colla frequenza elevata a 3/2.

Un condensatore di precisione viene normalmente usato in condizioni tali che i fattori di perdita D_R D_G, e l'errore induttivo siano piccoli. In tali condizioni l'impedenza terminale effettiva e l'ammittanza del condensatore sono:

$$Z_e = R_e - j\frac{1}{\omega C_e} \backsimeq \left[R + \frac{G}{(\omega C)^2}\right] - $$

$$- j\left[\frac{1 - \omega^2 Lc}{\omega C}\right]$$

$$Y_e = G_e + j\omega C_e \backsimeq \left[G + R(\omega C)^2\right] +$$

$$+ j\left[\frac{\omega C}{1 - \omega^2 Lc}\right]$$

Il fattore di perdita globale è approssimativamente:

$$D = D_G + D_R = \frac{G}{\omega C} + R\omega C$$

Errori nelle misure prodotti dai parametri residui.

Gli errori causati dai parametri residui nelle misure in cui venga impiegato un condensatore variabile ad aria come campione, dipendono dalla frequenza e dal metodo di misura. Particolarmente, alle frequenze elevate si è trovato che il metodo di sostituzione può dare la massima precisione nella misura. In questa discussione viene considerato solamente il metodo di sostituzione in parallelo.

Nei metodi di sostituzione in parallelo la suscettanza di una data branca del circuito contenente il condensatore campione, è posta ad un particolare valore, corrispondente a una posizione desiderabile della capacità. L'ammittanza incognita è allora collegata in parallelo col condensatore campione e la suscettanza viene riportata al suo valore iniziale riaggiustando il condensatore. La componente suscettanza dell'incognita viene derivata direttamente dalla variazione delle suscettanze del condensatore campione. La componente dissipativa dell'incognita viene conosciuta in base alla variazione della conduttanza nel ramo, quando l'ammittanza incognita è collegata o no.

Gli errori di misura possono derivare da tre fonti, se i parametri residui del condensatore campione non sono noti:

1) La variazione nella suscettanza del condensatore campione tra le letture iniziale e finale non è uguale a ω (C_2-C_1) ma è influenzata dalla induttanza residua ed è data da:

$$\omega\,(C_{e_2} - C_{e_1}) = \frac{\omega(C_2 - C_1)}{1 - \omega_2 L(C_1 + C_2)}$$

2) La conduttanza del condensatore campione non rimane costante ma cambia tra le due posizioni iniziale e finale di un valore:

$$G_2 - G_1 = R\,\omega^2\,Cx\,(Ce_1 + Ce_2)$$

3) Se per determinare la componente dissipativa dell'incognita vengono usati dei metodi di risonanza in paralello, come ad esempio il metodo per variazione di suscettanza, la larghezza della curva di risonanza risulta modificata dalla induttanza residua. Allora per determinare la conduttanza, si terrà presente una differenza di capacità effettiva

$$\Delta C_e = \frac{C'' - C'}{1 - \omega^2 L(C' + C'')}$$

ove C' e C" sono le letture su ambedue i fianchi della risonanza.

L'effetto dei parametri residui è grandissimo nella misura di piccoli fattori di potenza, come sono quelli di buoni condensatori a mica. Un esempio di forte errore che può verificarsi in condizioni estreme è il seguente:

L'induttanza della sezione da 1000 pF del condensatore 722-D è approssimativamente 0,065 μH e la resistenza metallica a 10 MHz è di 0,065 ohm. Facciamo il caso che detto condensatore venga usato per misurare la capacità ed il fattore di potenza di un condensatore tipo 505 di 1000 pF alla frequenza di 10 MHz.

La capacità effettiva di questo ultimo condensatore è di 1258 pF a 10 MHz ed il suo fattore di potenza è di 0,9%. Poniamo che la lettura iniziale del condensatore campione sia di 1100 pF. Allora la capacità terminale effettiva risulta essere

$$C_{e_1} = \frac{C_1}{1 - \omega^2 L C_1} = 1532\ pF$$

La capacità terminale effettiva finale deve essere

$$C_{e_2} = 1532 - 1258 = 274\ pF$$

e la lettura finale del condensatore campione

$$C_2 = 254\ pF$$

L'errore nel prendere la differenza delle letture del condensatore campione senza tenere conto della correzione per la presenza dell'induttanza, è pertanto

$$1 - \frac{1100 - 254}{1258} \times 100 = 32{,}8\ \%$$

La componente conduttiva prodotta dalla resistenza metallica nella posizione iniziale è

$$R\,(\omega Ce_1)^2 = 602\ \mu mho$$

e nella posizione finale

$$R\,(\omega Ce_2)^2 = 19\ \mu mho$$

La variazione della conduttanza del condensatore è allora - 538 μmho quando viene ristabilita la suscettanza iniziale dopo avere collegato l'incognita. La conduttanza di un condensatore da 1000 pF corrispondente a un fattore di potenza di 0,9% è 867 μmho. L'errore prodotto nel considerare che la conduttanza dell'incognita sia eguale alla differenza delle conduttanze del circuito nei due casi iniziale e finale, è pertanto

$$\frac{538}{867} \times 100 = 67{,}2\%$$

Dei forti errori possono essere registrati sia nella capacità sia nel fattore di perdita. Però in molti casi l'errore provocato dalla resistenza metallica è così elevato da dar luogo a valori valori negativi del fattore di potenza.

Localizzazione e riduzione dei parametri residui nel condensatore di precisione tipo 722-N.

La riduzione dell'induttanza residua e della resistenza metallica si è visto che risulta di capitale importanza nel progetto del condensatore per alta frequenza.

La resistenza residua si trova nell'albero del rotore e nelle ranelle dello statore, nei contatti tra ranelle e piastre e nelle piastre stesse. (Alle frequenze elevate la corrente tende a percorrere il cammino con minore induttanza, che è intorno alle piastre piuttosto che attraverso esse. Le perdite nelle piastre diventano pertanto un importante parte del valore globale. La ragione che la resistenza metallica rimane relativamente costante con la posizione del condensatore variabile si trova nel fatto che la perdita maggiore avviene nelle immediate vicinanze dell'albero del rotore e dei perni dello statore, ove la densità di corrente è alta. In dette zone la distribuzione di corrente non è molto influenzata dalla posizione del rotore.

L'induttanza residua nasce principalmente ad opera del flusso magnetico creato dalle correnti nell'albero del rotore e nelle ranelle dello statore. Questo flusso è distribuito su piani paralleli alle piastre. Le correnti nelle piastre stesse creano un flusso minimo poichè esse sono distribuite su ampie superfici.

Con molto buona approssimazione la resistenza metallica e l'induttanza residua di un condensatore variabile ad aria si possono considerare distribuite unifor-

memente lungo l'albero del rotore ed i perni dello statore.

La figura 2 illustra un albero di rotore alimentato in corrente alla estremità sinistra. In prima approssimazione la corrente diminuisce linearmente lungo l'albero per le frequenze basse rispetto alla prima frequenza naturale.

Fig. 2 - *La distribuzione della corrente nell'albero del rotore alimentato dalla sua estremità sinistra.*

Continua

Radio e aviazione

Un'originale ed interessante applicazione della televisione, di cui non possiamo prevedere gli ulteriori sviluppi e la reale portata giacchè è ancora allo stadio sperimentale, s'impone all'attenzione del radioamatore. Ne diamo notizia a titolo di curiosità.

Tutti sanno che la radio ha reso preziosi servizi all'aviazione, rendendo possibile tra l'altro — col concorso della speciale strumentazione di bordo — la navigazione cieca, cioè senza visibilità. In questi ultimi tempi nei Paesi più civili sono stati inventati e sperimentati numerosi dispositivi, sempre utilizzanti la radio, per rendere possibile anche l'atterraggio senza visibilità, cioè per guidare l'apparecchio, attraverso la nebbia lungo la planata corretta fino al contatto delle ruote col suolo dell'aeroporto.

Ora la R. C. A. ha brevettato un nuovo dispositivo che utilizza addirittura la televisione. L'aeroporto dispone di due trasmittenti accoppiate, una normale ad onda corta, ed un'altra di televisione; il velivolo è a sua volta equipaggiato con due ricevitori pure accoppiati. Giunto a una certa distanza dall'aeroporto, l'aeroplano riceve sullo schermo televisivo una immagine — trasmessa dall'aeroporto — contenente il nominativo di quest'ultimo, la direzione del vento, la pressione barometrica, e le altre notizie occorrenti: così può aggiustare perfettamente la sua rotta e avvicinarsi al campo entrando nella zona d'azione dell'emittente a onde corte. Questa invia un fascio di raggi, che come quello di un proiettore rotea o oscilla verticalmente cercando l'aeroplano e trovatolo modifica la propria frequenza automaticamente in funzione dell'angolo che esso fascio stesso successivamente forma in ogni suo spostamento nei riguardi dell'orizzonte.

Poichè il ricevitore di bordo è regolato in modo da ricevere, fra queste frequenze, solo quelle che corrispondono all'angolo di planata opportuno, è evidente che l'aeroplano potrà iniziare la planata stessa, e potrà mantenerla, allorchè raccoglierà il fascio inviato dall'aeroporto, il quale viene pure riprodotto sullo schermo di televisione, sotto forma di linee inclinate, aventi angolo corrispondente a quello del fascio emesso da terra.

Queste linee sono visibili soltanto quando l'apparecchio si mantiene sulla traiettoria di discesa corretta; se se ne allontana, la loro intensità diminuisce, fino a scomparire del tutto. Il pilota non ha dunque che da tener d'occhio lo schermo e manovrare di conseguenza, fino all'atterraggio.

Non si può negare che il sistema sia ingegnoso, e probabilmente pratico ed efficiente; non è dunque improbabile che un giorno o l'altro la televisione, sostituendo ed integrando tutti gli attuali sistemi acustici e radio-meccanici, finirà per rendere l'atterraggio cieco forse più facile e sicuro dell'atterraggio con piena visibilità.

Polesine Fascista

La telediffusione ad alta frequenza, che permette di trasmettere su tutte le linee telefoniche più di un programma senza recare disturbi alle comunicazioni telefoniche, sarà prossimamente introdotta in Svizzera. Le prime prove verranno effettuate alla fine del corrente anno a Berna con cinque programmi della radiodiffusione ordinaria trasmessi sulla rete radiofonica. Per la ricezione potrà essere impiegato qualsiasi apparecchio in grado di captare le onde lunghe.

Ricordare che per ogni cambiamento di indirizzo, occorre inviare all'Amministrazione Lire Una in francobolli

S. A. ED. «IL ROSTRO»
D. BRAMANTI, direttore responsabile

GRAFICHE ALBA - Via P. da Cannobio 24, Milano

PICCOLI ANNUNCI

L. 0,50 alla parola; minimo 10 parole per comunicazione di carattere privato. Per gli annunci di carattere commerciale, il prezzo unitario per parola è triplo.

I «piccoli annunzi» debbono essere pagati anticipatamente all'Amministrazione de l'«Antenna».

Gli abbonati hanno diritto alla pubblicazione gratuita di 12 parole all'anno (di carattere privato).

Svendo materiale Radio C.C. e C.A. **Frontali** V. Saffi 79 Ravenna